АКАДЕМИЯ НАУК УССР

ФИЗИКО-ТЕХНИЧЕСКИЙ ИНСТИТУТ НИЗКИХ ТЕМПЕРАТУР

Ф.Ф.МЕНДЕ

ИСТОЧНИКИ СВЧ КОЛЕБАНИЙ С ПОВЫШЕННОЙ СТАБИЛЬНОСТЬЮ ЧАСТОТЫ

Диссертация

на соискание ученой степени кандидата физико-математических наук

Научный руководитель – кандидат физико-математических наук В.М.ДМИТРИЕВ.

Харьков
1968.

О Г Л А В Л Е Н И Е

стр.

Введение I

ЧАСТЬ I. Повышение стабильности частоты СВЧ генераторов 7

ГЛАВА I. Обзор методов повышения стабильности частоты СВЧ генераторов 8

§ I. Требования, предъявляемые к стабильности частоты СВЧ генераторов 9

§ 2. Классификация методов стабилизации частоты... I3

Параметрическая стабилизация I4

Стабилизация с помощью электромеханических колебательных систем I6

Стабилизация автоматической подстройкой частоты I7

ГЛАВА 2. Уменьшение влияния нестабильности питающих напряжений на стабильность частоты отражательного клистрона 2I

§ I. Питание отражательного клистрона от одного источника постоянного напряжения..... 24

§ 2. Методика подбора нелинейного сопротивления в цепи катода клистрона 27

ГЛАВА 3. Перестраиваемый умножитель частоты с большим коэффициентом умножения для получения частот кварцевой стабильности в области СВЧ диапазона 32

§ I. Схема и принцип действия умножителя 34

§ 2. Фазовая устойчивость умножителя 36

ГЛАВА 4. Дискриминаторы с сигналом ошибки на промежуточной частоте для систем автоматической подстройки частоты СВЧ генераторов 45

§ I. Дискриминатор с дополнительным низкочастотным генератором 47

§ 2. Дискриминатор с самовозбуждением на промежуточной частоте 53

ЧАСТЬ II. Использование явления сверхпроводимости для стабилизации частоты в области СВЧ диапазона 63

ГЛАВА I. Сверхпроводящие резонаторы 64

§ I. Аномальный скин-эффект в нормальных металлах 66

§ 2. Поверхностный импеданс сверхпроводников 69

§ 3. Влияние магнитного поля на величину поверхностного сопротивления 77

§ 4. Методы изготовления сверхпроводящих резонаторов 79

Метод механической обработки 80

Метод вакуумного литья 8I

Электролитический метод 83

Сравнительная оценка методов 86

§ 5. Конструкции вакуумированных сверхпроводящих резонаторов 87

§ 6. Некоторые методы измерения параметров сверхпроводящих резонаторов 92

Импульсный метод 93

Метод непрерывной девиации частоты 96

Модуляционный метод 98

Метод импульсной модуляции генератора, резонансной системой которого является измеряемый резонатор I02

ГЛАВА 2. Высокостабильные источники СВЧ колебаний, использующие сверхпроводящие резонаторы.... I05

§ I. Выбор метода стабилизации частоты с помощью сверхпроводящего резонатора I06

§ 2. Система стабилизации с амплитудной модуляцией сигнала опорного генератора I08

Факторы влияющие на стабильность частоты. III

§ 3. Система стабилизации с частотной модуляцией сигнала опорного генератора I26

Факторы влияющие на стабильность частоты I30

ГЛАВА 3. Виброустойчивый вариант источника стабильной частоты 3-х сантиметрового диапазона со сверхпроводящим резонатором I4I

§ I. Криостат для охлаждения резонатора до гелиевой температуры I42

§ 2. Схемные и конструктивные особенности источника стабильной частоты I55

§ 3. Экспериментальные результаты I60

В ы в о д ы I64

Л и т е р а т у р а I67

В В Е Д Е Н И Е

Нормальная работа большинства радиотехнических систем в значительной степени определяется стабильностью частоты используемых генераторов. Беспоисковая радиосвязь, радиолокация, различные точные радиоизмерения и др. немыслимы без высокостабильных источников частоты. Поэтому вопрос повышения стабильности частоты генераторов, и в особенности генераторов СВЧ, был и является актуальным. Значительную роль в теории и технике стабилизации частоты сыграли работы советских и зарубежных авторов /I-9, 2I, 33, 34,9I/. Одной из первых работ, в которой сделана попытка систематизировать материалы, касающиеся вопросов стабилизации частоты генераторов СВЧ, является работа /9/. Существующие методы стабилизации частоты в области СВЧ диапазона весьма обширны, однако, быстрое развитие различных областей науки и техники ставит все новые задачи и предъявляет новые требования к стабильности частоты СВЧ генераторов. Поэтому усовершенствование известных и разработка новых методов стабилизации частоты в области СВЧ диапазона является очень важным вопросом, который неизбежно возникает при проектировании различной радиоаппаратуры, отвечающей современным требованиям.

Эффективным методом повышения стабильности частоты является параметрическая стабилизация. Методы параметрической стабилизации предусматривают, кроме других мер, также стабилизацию напряжений и токов, питающих генератор. Причем, в связи с этим источники питания высокостабильных генераторов

имеют сложную структуру и внушительные габариты, что, конечно, мало приемлемо для бортовой аппаратуры. Например, для питания маломощного клистрона в гетеродине приемника и для получения удовлетворительных характеристик, напряжения, питающие клистрон, необходимо стабилизировать при помощи электронных стабилизаторов. Это, естественно, увеличивает габариты и усложняет радиоаппаратуру. В связи с этим важным является вопрос уменьшения влияния нестабильности питающих напряжений на стабильность частоты СВЧ генераторов.

Частоты высоких стабильностей в радиочастотном диапазоне получают при помощи кварцев. Однако, получение частот кварцевой стабильности в области СВЧ диапазона связано с необходимостью многократного умножения частоты. Существуют разнообразные типы умножителей частоты, позволяющие умножать частоты, даваемые кварцевыми радиочастотными генераторами, до частот СВЧ диапазона /21-29/. Однако следует отметить, что большинство из них при большом коэффициенте умножения дают очень малые выходные мощности. Умножительные же клистроны, обладающие удовлетворительными к.п.д., во-первых, сложны, а, во-вторых, перестройка их в широком диапазоне затруднительна. Умножители с последовательным умножением, в которых используются резонансные системы, практически не перестраиваются с одной частоты на другую. Поэтому создание простых умножителей частоты с большим коэффициентом умножения, обладающих удовлетворительной выходной мощностью и легко перестраивающихся с одной частоты на другую существенно повысит эффективность метода получения стабильных частот СВЧ диапазона путем умножения частоты.

Гибким методом повышения стабильности частоты является автоматическая подстройка частоты (АПЧ) /9/. В системах АПЧ частота подстраиваемого генератора сравнивается с частотой эталона, в качестве которого может служить эталонный генератор, или эталонная резонансная система. Если частота подстраиваемого генератора не совпадает с частотой эталона, то в дискриминаторе вырабатывается сигнал ошибки, который, воздействуя на орган управления частотой подстраиваемого генератора, стремится приблизить значение частоты последнего к значению частоты эталона. Естественно, что от качества дискриминатора зависит качество работы всей системы АПЧ. Сигнал ошибки в дискриминаторе может вырабатываться, как на постоянном токе, так и на некоторой промежуточной частоте. Дискриминаторы с сигналом ошибки на промежуточной частоте более предпочтительны, т.к. они не нуждаются в применении усилителей постоянного тока. Поэтому, существенным фактором в улучшении параметров систем АПЧ является разработка простых и высокоэффективных СВЧ дискриминаторов, сигнал ошибки в которых вырабатывается на переменном токе.

Особо следует отметить тот большой интерес, который проявляется в последнее время к системам стабилизации частоты генераторов СВЧ, использующих сверхпроводящие резонансные системы /40,73, 91-98/. Это связано с тем, что сверхпроводящие резонаторы, будучи погружены в жидкий гелий, во-первых, обладают чрезвычайно высокими добротностями, доходящими в сантиметровом диапазоне длин волн до 10^9, а, во-вторых, т.к. температура гелиевой ванны может быть застабилизирована с высокой степенью точности /86/, обладают высокими эталонными

качествами /59-75, 82, 91-93/. Результаты, достигнутые уже в настоящее время, свидетельствуют о том, что стабильность частоты генераторов, выполненных на базе сверхпроводящих резонаторов, может доходить до стабильностей молекулярных генераторов. Однако, существенным преимуществом высокостабильных генераторов, использующих сверхпроводящие резонаторы, по сравнению с молекулярными генераторами, является то, что они, во-первых, могут быть выполнены на любую наперед заданную частоту и, во-вторых, могут давать существенно большую мощность, чем молекулярные генераторы. Очевидным является тот факт, что использование сверхпроводящих резонаторов позволит получить качественно новые параметры от систем стабилизации. Именно поэтому необходимо развивать работы, направленные на использование уникальных свойств сверхпроводящих резонаторов для целей получения частот высоких стабильностей в области СВЧ диапазона.

Целью настоящей работы является теоретическое и экспериментальное исследование возможностей повышения стабильности частоты СВЧ генераторов путем уменьшения влияния питающих напряжений на стабильность частоты отражательных клистронов, создания систем умножения частоты с высоким коэффициентом умножения и удовлетворительной выходной мощностью; построения дискриминаторов с сигналом ошибки на промежуточной частоте, обладающих хорошими диапазонными качествами и простыми в настройке и изготовлении, а также путем использования сверхпроводящих резонаторов и криогенной техники.

Работа состоит из двух частей. В первой части рассматриваются вопросы, касающиеся повышения стабильности

частоты в области СВЧ диапазона без использования сверхпроводящих резонаторов. В частности, рассматривается способ уменьшения влияния нестабильности питающих напряжений на стабильность частоты отражательного клистрона. Показано, что можно определенным образом подобрать такую схему включения, которая может существенным образом повысить стабильность частоты клистрона. Описан умножитель частоты, позволяющий получать частоты кварцевой стабильности в СВЧ диапазоне, и в частности в области 3-х сантиметрового диапазона длин волн. Умножитель прост с конструктивной точки зрения, легко перестраивается с одной частоты на другую и имеет удовлетворительную выходную мощность. Умножитель имеет высокую фазовую устойчивость.

Описаны также две схемы дискриминаторов с сигналом ошибки на промежуточной частоте. Первая из них отличается большой простотой и хорошими диапазонными качествами и, в то же время, обеспечивает высокий коэффициент стабилизации. Вторая схема отличается своеобразием в получении сигнала ошибки, а именно, дискриминатор самовозбуждается на промежуточной частоте, знак и величина отклонения которой от среднего значения зависит от знака и величины отклонения частоты подстраиваемого генератора от своего номинального значения. Дискриминатор обеспечивает высокий коэффициент стабилизации.

Вторая часть посвящена вопросам, связанным с получением высоких стабильностей частоты в области СВЧ диапазона путем использования в системах стабилизации сверхпроводящих резонаторов. Описаны различные методы изготовления, а также измерения параметров сверхпроводящих резонаторов. Рассмотрены

схемы стабилизации частоты с использованием сверхпроводящих резонаторов, позволяющие получать относительные нестабильности $\sim 10^{-9} - 10^{-10}$. Описан виброустойчивый вариант источника стабильной частоты СВЧ диапазона со сверхпроводящим резонатором.

Приводится также обсуждение полученных результатов.

Формулы и таблицы имеют нумерацию по частям.

Рисунки имеют сквозную нумерацию. В списке литературы приведены ссылки на работы отечественных и зарубежных авторов, упоминаемые в настоящей работе.

Ч А С Т Ь I.

ПОВЫШЕНИЕ СТАБИЛЬНОСТИ ЧАСТОТЫ СВЧ ГЕНЕРАТОРОВ

Г Л А В А I.

ОБЗОР МЕТОДОВ ПОВЫШЕНИЯ СТАБИЛЬНОСТИ ЧАСТОТЫ СВЧ ГЕНЕРАТОРОВ

§ I. Требования, предъявляемые к стабильности частоты СВЧ генераторов.

Генераторы СВЧ нашли в настоящее время самое широкое распространение. Радиолокация, радиосвязь, радиорелейная связь, телевидение, радионавигация, системы радиоуправления, радиофизика - вот далеко не полный перечень тех областей, которые самым широким образом используют генераторы СВЧ самых различных типов. Такой широкий фронт их использования определил быстрое развитие теории и техники генераторов СВЧ. Большая мощность, высокий к.п.д. и высокая стабильность частоты, при сравнительно небольших габаритах, являются основными параметрами, совершенствование которых определило такое большое значение генераторов СВЧ.

Одним из важнейших параметров СВЧ генераторов является стабильность генерируемой частоты.

Для более четкого понимания тех физических и технических задач, которые приходится решать при разработке СВЧ генераторов с повышенной стабильностью частоты, кратко рассмотрим требования, предъявляемые к стабильности частоты СВЧ генераторов.

Важными областями радиотехники, в которых наиболее четко видны преимущества генераторов СВЧ, являются радиолокация и радиорелейная связь. Радиолокационная техника нуждается в генераторах, которые обладают, как высокой выходной мощностью, так и высокой стабильностью частоты. Высокая стабильность частоты особенно необходима в системах, использующих эффект Допплера. В этих системах нестабильность задающе-

го генератора приводит к следующим нежелательным эффектам: в случае регулярной нестабильности - к появлению сигнала ложной цели, к уменьшению отношения сигнал - шум на выходе индикатора радиолокатора, к уменьшению точности определения скорости цели, к уменьшению точности определения дальности до цели при работе задающего генератора в режиме частотной модуляции.

Появление сигнала ложной цели и уменьшение отношения сигнал-шум на входе индикатора станции могут быть обусловлены паразитной модуляцией частоты гетеродина с частотами, которые лежат в диапазоне допплеровских частот для данной станции.

Уменьшение точности определения скорости цели и дальности до неё может быть связано с паразитной модуляцией сигнала гетеродина на очень низких частотах, лежащих в полосе интегратора на выходе индикатора станции.

В когерентно - импульсных станциях с селекцией движущихся целей нестабильности частоты гетеродина и передатчика приводят к уменьшению коэффициента подавления сигналов, отраженных от пассивных помех. Это значит, что ухудшается возможность выделения слабого сигнала, отраженного от движущейся цели, на фоне более мощных сигналов, отраженных от пассивных помех. В наибольшей степени ухудшает коэффициент подавления эхо - сигналов от пассивных помех нестабильность частоты местного гетеродина. Необходимый коэффициент подавления может быть получен в том случае, если девиация частоты гетеродина за время следования зондирующего сигнала до помехи и обратно не превысит нескольких десятков герц. В когерентно-импульсных системах, работающих при малых скважностях, и использующих опорный генератор и режекторные фильтры, предъявля-

ются очень высокие требования к стабильности частоты передатчика и амплитудной стабильности колебаний опорного генератора. Относительная нестабильность в импульсе в таких системах не должна превышать величину 10^{-8} - 10^{-9}, а отклонение частоты за время следования импульсов не должно превышать 20 - 50 кгц /14/. Естественно, что выполнение таких требований связано с определенными техническими трудностями.

В доплеровских системах непрерывного действия одним из основных вредных факторов, существенно влияющих на основные параметры станции, является паразитная амплитудная модуляция, а также, хотя и в меньшей степени, частотная модуляция, которая приводит к появлению биений при детектировании сигнала, отраженного от цели и сигнала, попадающего на вход приёмника непосредственно от передатчика.

Определенные требования накладываются на стабильность частоты передатчика и гетеродина и в обычных радиолокационных системах импульсного действия. Здесь нестабильность частоты может привести к ошибкам в определении основных параметров, а также, в отдельных случаях, к провалам в слежении за целью. Кроме того, как и в любой другой радиолинии, непостоянство частоты приводит к необходимости расширения полосы пропускания приемного устройства. Нестабильность частоты во время импульса ведет к расширению спектра сигнала, что в свою очередь может привести к снижению дальности действия радиолокационной станции. К тому же, это нежелательное явление может нарушить работу системы АПЧ гетеродина приемника /9,17/.

В радиорелейных линиях связи возможность создания однонаправленного излучения позволяет при сравнительно невысокой мощности передатчика устанавливать связи на больших расстоя-

ниях. В современных радиорелейных линиях связи число каналов может достигать нескольких десятков, а то и сотен. Нестабильность частоты передатчика или гетеродина могут привести к дополнительным искажениям в смежных каналах и к появлению добавочного уровня шумов, особенно в тех системах, в которых отсутствует АПЧ гетеродина приемника. Для качественной работы радиорелейных линий связи относительная нестабильность частоты не должна превышать следующие величины: в диапазоне 100 - 500 мгц - 10^{-4}, в диапазоне 500-10500 мгц - 5.10^{-4}. Эти данные соответствуют рекомендациям Международного консультативного комитета по радио. Однако, в некоторых случаях нестабильность частоты должна быть еще меньшей и доходить до 5.10^{-5}. Такая малая относительная нестабильность позволяет осуществить качественную передачу информации в многоканальных, а также телевизионных радиорелейных линиях.

В источниках с высокой стабильностью частоты нуждаются также системы телеуправления. Специфика таких систем заключается в том, что сигнал может передаваться не регулярно и поэтому АПЧ гетеродина приемника является затруднительной. Правда, для нормальной работы АПЧ гетеродина приемника можно передавать специальный дополнительный сигнал. Однако, такой путь решения вопроса нельзя считать удовлетворительным, ввиду того, что это ведет к усложнению всей системы телеуправления, увеличивается нагрузка на передатчик и, в значительной степени, демаскируется линия телеуправления. В отдельных случаях требуемая нестабильность частоты может доходить до величины $\sim 10^{-5}$ и ниже.

В генераторах СВЧ с самыми различными нестабильностями вплоть до величины $\sim 10^{-10}$ и ниже, нуждается измерительная техника, спектроскопия, радиофизика и др.

Таким образом видно, что требования, предъявляемые к стабильности частоты СВЧ генераторов, очень разнообразны и в отдельных случаях очень высоки.

Остановимся подробнее на методах, которые используются для повышения стабильности частоты генераторов СВЧ.

§ 2. Классификация методов стабилизации частоты.

Существует довольно много различных причин, тем или иным образом сказывающихся на стабильности частоты: одни из них более, другие менее существенны. Естественно, что наибольшее внимание должно быть уделено тем факторам, которые наиболее существенным образом влияют на стабильность частоты. В каждом конкретном случае, в зависимости от требований, предъявляемых к генератору СВЧ, можно найти наиболее рациональный путь повышения стабильности. Методы, используемые для этих целей, зависят от диапазона частот, необходимой мощности, диапазонных свойств, которые должен иметь генератор, требуемой стабильности и т.д. Большинство методов стабилизации частоты являются универсальными для всех диапазонов, однако существует и своя специфика в применении этих методов в СВЧ диапазоне. Например, возбудить кварцевый резонатор непосредственно в СВЧ диапазоне затруднительно, поэтому приходится использовать различные системы умножения частоты.

Эффективным методом стабилизации частоты в СВЧ диапазоне является применение пассивных эталонов частоты в виде объёмных резонаторов. Колебательные же контуры радиочастотного диапазона с сосредоточенными параметрами не обладают

такой высокой добротностью, как объёмные резонаторы.

Естественно, что стабилизация частоты в диапазоне сложнее, чем на фиксированной частоте. То же самое можно отметить, сравнивая методы стабилизации мощных и маломощных генераторов, а также генераторов, работающих в импульсном режиме и режиме непрерывной генерации /9-I6/. Существующие методы стабилизации частоты генераторов можно разделить на следующие основные группы /9/ : I) параметрическая стабилизация; 2) стабилизация с помощью электромеханических систем; 3) стабилизация автоматической подстройкой частоты.

Рассмотрим эти методы.

Параметрическая стабилизация.

Основная идея, заключающаяся в методе параметрической стабилизации, сводится к стремлению сохранить по возможности неизменными параметры тех узлов генератора, которые наиболее существенным образом влияют на частоту. Определяющее значение в получении сигналов высокой стабильности имеет стабильность параметров резонансной системы генератора, а также стабильность фазовой характеристики усилителя.

Резонансная система высокостабильного генератора должна, во-первых, обладать высокой добротностью, а, во-вторых, - высокой эталонностью. С этой целью в СВЧ диапазоне используют объёмные резонаторы то-ли с термокомпенсацией, то-ли с термостабилизацией. Термостабилизация или термокомпенсация может осуществляться при помощи разнообразных методов. В основном, термокомпенсация осуществляется за счет изготовления самого резонатора из материала с малым ТКР (температурный коэффициент расширения), в котором имеется дополнительный элемент, выполненный, как правило, из материала с ТКР, отличным от

температурного коэффициента резонатора. Отклонение частоты, вызванное изменением размеров указанного элемента, должно быть противоположно тому, которое вызывается изменением размеров стенок самого резонатора. Термостабилизация сводится к поддержанию постоянства температуры самого резонатора и отдельных узлов генератора. Использование способов термокомпенсации и термостабилизации дает возможность получить относительные нестабильности частоты $\sim 10^{-3} - 10^{-4}$.

Лучшим вариантом, удовлетворяющим как требованиям термостабилизации, так и высокой добротности следует считать использование сверхпроводящих резонаторов, находящихся в хорошем тепловом контакте с ванной жидкого гелия. Сама по себе ванна жидкого гелия является хорошим термостабилизатором, т.к. её температура может поддерживаться с высокой степенью точности /86/. Сам же резонатор за счет явления сверхпроводимости обладает добротностью на несколько порядков превосходящей ту, которую можно получить при комнатных температурах /59-75, 82, 91-93/. Результаты работ /91,93/ свидетельствуют о том, что путем использования сверхпроводящих резонаторов относительная нестабильность частоты может быть уменьшена до величин $\sim 10^{-8} - 10^{-9}$. Это, естественно, открывает широкую перспективу использованию сверхпроводящих резонаторов для целей стабилизации частоты.

Если резонансная система самого генератора не может быть термостабилизирована или термокомпенсирована, то параметрическую стабилизацию можно осуществить путем связи резонансной системы генератора с внешней высокодобротной и высокоэталонной резонансной системой /9/. Использование для

этих целей обычных объемных резонаторов дает возможность уменьшить относительную нестабильность до величин $10^{-4} - 10^{-5}$.

Уменьшение связи генератора с нагрузкой, а также уменьшение связи резонансной системы с усилителем уменьшает вносимые в резонансную систему генератора дестабилизирующие факторы и тем самым повышает её эталонность. Эти способы также могут быть отнесены к методу параметрической стабилизации.

Для обеспечения высокой стабильности в течение длительного времени все детали, влияющие на частоту, должны изготовляться из материалов мало подверженных старению.

На стабильность частоты генераторов СВЧ существенным образом влияет нестабильность источников питания. Это, в первую очередь, связано с влиянием питающих напряжений на характеристики усилителя, в цепи обратной связи которого включен резонатор. Стабилизация напряжений, а также различные методы, уменьшающие влияние нестабильности питающих напряжений на частоту генераторов, имеют большое практическое значение и могут быть отнесены к методам параметрической стабилизации.

Стабилизация с помощью электромеханических колебательных систем

Этот метод стабилизации основан на использовании высоких эталонных свойств ряда минералов, которые обладают пьезоэффектом: кварц, турмалин, сегнетова соль, титанат бария.

Пьезоэлектрические резонаторы могут обладать очень высокими добротностями $\sim 10^6$. Однако, как уже указывалось, использование кварцевых резонаторов непосредственно в диапазоне СВЧ затруднительно. Поэтому для получения частот квар-

цевой стабильности в СВЧ диапазоне приходится использовать умножители частоты. Путем умножения частоты кварцевых генераторов можно получать относительные нестабильности в диапазоне СВЧ $\sim 10^{-9} - 10^{-10}$ /2I-3I/. Причем такие умножители должны иметь высокий коэффициент умножения, поскольку приходится умножать частоту в несколько десятков мегагерц до частот СВЧ диапазона. В связи с этим, умножительные системы, дающие удовлетворительную выходную мощность, оказываются довольно сложными, т.к. приходится применять или многокаскадное умножение, или специальные умножительные клистроны. В свою очередь, при многокаскадном умножении сами умножители вносят существенные ошибки, выражающиеся в том, что выходной сигнал оказывается промодулированным по амплитуде и фазе /2I-30/. В последнее время все большее распространение получают умножители частоты на нелинейной емкости /25, 28, 29, 3I/, однако к.п.д. таких умножителей тоже достаточно низок. Для эффективного использования кварцевых резонаторов при получении стабильных частот СВЧ диапазона необходимо иметь умножитель с хорошим к.п.д., высокой фазовой устойчивостью и с перестраиваемым коэффициентом умножения..

Стабилизация автоматической подстройкой частоты

Одним из наиболее распространенных методов повышения стабильности частоты СВЧ генераторов является автоматическая подстройка частоты (АПЧ). Генераторы, стабилизированные методом АПЧ, могут работать не только в режиме получения частот повышенной стабильности, но и в режиме слежения, а также в

режиме частотной и фазовой модуляции. Большая гибкость метода АПЧ определила его широкое распространение в самых различных радиоустройствах.

Системы АПЧ работают по принципу сравнения частоты или фазы подстраиваемого генератора с частотой или фазой эталона /8,9,42/. В качестве эталона могут быть использованы, как высокостабильные генераторы (активные эталоны), так и высокодобротные резонансные системы, обладающие высокими эталонными качествами (пассивные эталоны). В отдельных случаях для стабилизации в любой точке некоторого диапазона могут быть использованы линии задержки /43/. В системах АПЧ отклонение подстраиваемой частоты от номинального значения приводит к появлению сигнала ошибки, который, воздействуя тем или иным способом на частоту подстраиваемого генератора, приближает её к значению частоты эталона.

Точность поддержания частоты стабилизируемого генератора зависит от структурной схемы АПЧ, а также точности эталона.

Все системы АПЧ можно разделить на два класса:

I. Системы с частотной автоматической подстройкой (ЧАП).

2. Системы с фазовой автоматической подстройкой (ФАП).

Результат действия обеих систем одинаков: изменение частоты подстраиваемого генератора должно быть определенным образом скомпенсировано. Однако есть и существенное различие между этими системами. Система ЧАП является статической, а именно, если воздействие на частоту генератора стремится к некоторому установившемуся постоянному значению, ошибка такой системы также стремится к постоянному значению, зависящему от величины воздействия. Другими словами, всегда существует

некоторая статическая разность между значением частоты эталона и значением частоты подстраиваемого генератора. Система же ФАП является астатической по отношению к изменениям частоты. Поскольку условие равновесия в системе ФАП наступает лишь при неизменной разности фаз сравниваемых сигналов, что выполнимо только в случае равенства частот эталона и подстраиваемого генератора, в таких системах не существует статической частотной ошибки.

Выбор той или иной системы АПЧ зависит в каждом конкретном случае от требований, предъявляемых к аппаратуре, требуемой точности, быстродействия, диапазонности и т.д.

Одним из основных элементов системы АПЧ является дискриминатор - устройство, которое вырабатывает напряжение сигнала ошибки, знак и величина которого зависит от знака и величины отклонения частоты подстраиваемого генератора от эталонного значения.

Существует довольно широкий класс дискриминаторов СВЧ, как с фазовым, так и с частотным детектированием. Особенно разнообразны схемы дискриминаторов, в которых в качестве эталона используются пассивные эталоны частоты /9/. Сигнал ошибки в таких дискриминаторах может вырабатываться, как на постоянном токе, так и на некоторой промежуточной частоте /33-39, 42-44/. Дискриминаторы с сигналом ошибки на постоянном токе требуют применения усилителей постоянного тока или специальных схем преобразования, что, естественно, является их недостатком. Дискриминаторы с сигналом ошибки на промежуточной частоте более предпочтительны, т.к. сигнал ошибки в них может

быть усилен до желаемой величины при помощи резонансных усилителей. Однако и они не лишены некоторых недостатков, одним из основных является относительная сложность в настройке и, в некоторых случаях, неудовлетворительная диапазонность, вызываемая необходимостью осуществлять перестройку сразу нескольких элементов при переходе на другую частоту. Поэтому создание простых дискриминаторов СВЧ с сигналом ошибки на промежуточной частоте с хорошими диапазонными качествами следует считать важным вопросом дальнейшего совершенствования систем АПЧ. Именно этому вопросу в дальнейшем будет уделено особое внимание.

Следует отметить то обстоятельство, что в большинстве случаев для получения высоких стабильностей частоты в диапазоне СВЧ возникает необходимость в комплексном использовании методов параметрической стабилизации, стабилизации с помощью АПЧ и электромеханических систем.

Поэтому совершенствование каждого из методов в отдельности представляется необходимым при решении вопроса повышения стабильности частоты СВЧ генераторов.

Г Л А В А 2.

УМЕНЬШЕНИЕ ВЛИЯНИЯ НЕСТАБИЛЬНОСТИ ПИТАЮЩИХ НАПРЯЖЕНИЙ НА СТАБИЛЬНОСТЬ ЧАСТОТЫ ОТРАЖАТЕЛЬНОГО КЛИСТРОНА

Отражательные клистроны получили широкое применение в различных областях радиотехники. Это связано с тем, что они обладают рядом преимуществ по сравнению с другими генераторами СВЧ. К этим преимуществам относятся: простота в эксплуатации и высокая надежность, простота перестройки и, в частности, безинерционность электронной перестройки, низкий уровень шумов /9-12, 16,17/. При помощи отражательных клистронов можно простыми методами получать частоты довольно высокой стабильности. Однако основные характеристики и стабильность частоты, даваемая отражательным клистроном, в значительной степени зависит от его электрического режима /9-12,16,17,20/. Наибольший интерес представляет зависимость частоты генерируемых колебаний от напряжения на резонаторе и отражателе.

Мощность, передаваемая электронным потоком высокочастотному полю определяется следующим выражением /9,10/

$$P_e = K_1 J_0 \beta_1 U_1 J_1(x) \sin(\theta_1 + \theta_2) \qquad (1.1)$$

где J_0 – ток катода ;

K_1 – коэффициент, учитывающий поглощение электронного потока сетками ;

U_1 – амплитуда высокочастотного напряжения в зазоре резонатора ;

$J_1(x)$ – функция Бесселя 1-го порядка аргумента ;

$x = \dfrac{(\theta_1 - \theta_2)\beta_1 U_1}{2 U_0}$ – параметр группировки ;

U_0 – постоянное напряжение на резонаторе ;

$\beta_1 = \frac{\sin \Theta_2/2}{\Theta_2/2}$ - коэффициент взаимодействия электронного потока с высокочастотным полем.

Θ_1 - угол пролёта электронов в пространстве отражателя.

Θ_2 - угол пролёта электронов между сетками.

Угол Θ_1 определяется соотношением

$$\Theta_1 = \frac{4\omega l}{v_0} \cdot \frac{U_0}{U_0 - U} \qquad (I.2)$$

где l - расстояние от резонатора до отражателя;

v_0 - скорость электрона, обусловленная постоянным напряжением на резонаторе .

U - напряжение на отражателе.

Угол Θ_2 определяется соотношением

$$\Theta_2 = \frac{4\omega d}{v_0} \qquad (I.3)$$

где d - расстояние между сетками.

Активная составляющая первой гармоники тока, наводимого на резонаторе сгруппированным потоком, равна

$$J_н = \frac{2P_e}{U_1} = 2K_1\beta_1 J_0 J_1(x) \sin(\Theta_1 + \Theta_2)$$

Своего максимального значения первая гармоника тока достигает при выполнении соотношение

$$\Theta_1 + \Theta_2 = 2\pi(N + 0.75) \qquad (I.4)$$

где N - номер зоны генерации (N = 0,1,2...). Условие (I.4) соответствует случаю, при котором сгруппированные электроны возвращаются обратно к зазору резонатора в момент вре-

мени, когда высокочастотное поле оказывает максимальное тормозящее воздействие. Используя (I.2), (I.3) и (I.4), получаем

$$\frac{4\omega e}{v_0}\cdot\frac{U_0}{U_0-U}+\frac{4\omega d}{v_0}=2\pi\left(N+0.75\right) \qquad (I.5)$$

Подставляя в (I.5) значение $v_0=\sqrt{\frac{2eU_0}{m}}$, где e и m заряд и масса электрона и учитывая, что $\theta_1 >> \theta_2$ запишем

$$\frac{4\omega e}{\sqrt{\frac{2e}{m}}}\cdot\frac{U_0}{\sqrt{U_0(U_0-U)}}=2\pi\left(N+0.75\right) \qquad (I.6)$$

Соотношение (I.6) даёт зависимость между U и U_0 при фиксированных значениях ω и N.

$$U=U_0-\frac{\sqrt{U_0}}{A} \qquad (I.7)$$

где $$A=\frac{\pi\left(N+0.75\right)\sqrt{\frac{2e}{m}}}{2l\omega}$$

Следовательно, если необходимо, чтобы клистрон генерировал постоянную частоту, при фиксированном значении N, необходимо, чтобы напряжения, питающие резонатор и отражатель, были связаны соотношением (I.7).

Оказывается, что это условие может быть выполнено, если отражательный клистрон питать определённым образом от одного источника постоянного напряжения /I8,I9/.

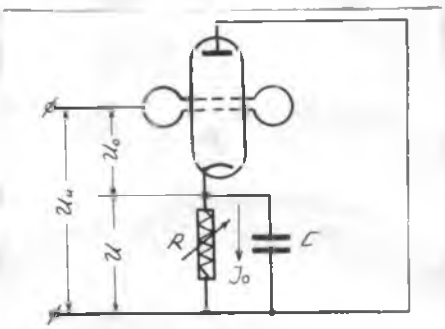
§ I. Питание отражательного клистрона от одного источника постоянного напряжения.

Питание отражательного клистрона осуществляется обычно от двух источников постоянного напряжения. Ввиду большой

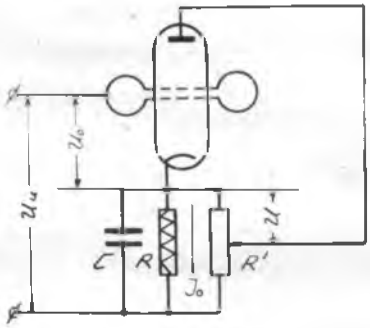
крутизны электронной настройки отражательного клистрона, на стабильность таких источников, особенно источника, питающего отражатель, налагаются жёсткие требования. Если питать отражательный клистрон от одного источника постоянного напряжения, то влияние его нестабильности на стабильность частоты клистрона может быть существенно уменьшено по сравнению с обычными схемами /I8,I9/.

Схемы питания отражательного клистрона от одного источника питания изображены на рис. № I (а,б). Ток резонатора J_0, проходя через сопротивление R создаёт на нём падение напряжения, которое используется для питания отражателя. Меняя величину R или положение движка потенциометра R', можно перераспределять напряжение $U_и$ между резонатором и отражателем, тем самым выбирая рабочую точку на зоне генерации. Однако при таком способе питания условие (I.7) выполняется лишь частично и частота, генерируемая клистроном, будет, хотя и в меньшей степени, зависеть от питающего напряжения $U_и$. Достоинством такого способа питания является его простота, по сравнению со способом питания клистрона от двух источников.

Если в цепь катода клистрона включить нелинейное сопротивление, напряжение на котором при изменении питающего напряжения $U_и$ будет повторять зависимость (I.7) и напряжение с этого нелинейного сопротивления подать на отражатель, то частота, таким образом включённого клистрона не будет зависеть от питающего напряжения. Это даст возможность существенно упростить источники питания, тем самым уменьшив их вес и габариты, что, как уже указывалось, важно для бортовой аппаратуры.



(а)



(б)

Рис.I. Схема питания отражательного клистрона от одного источника постоянного напряжения.

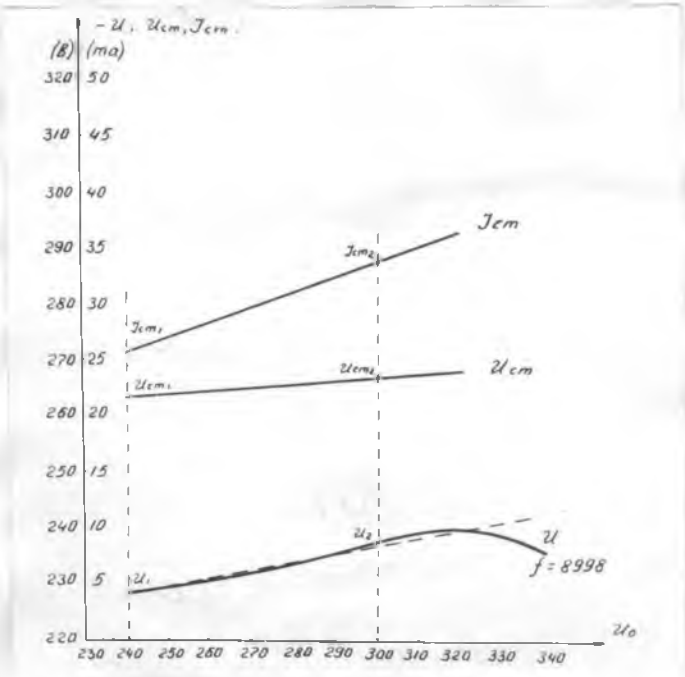


Рис.2. Зависимость напряжения на отражателе - U, напряжение на стабиловольтах - U_{cm} и тока через стабиловольты - J_{cm} от напряжения резонатора при $R = const$

Нелинейное сопротивление в цепи катода, напряжение на котором будет повторять зависимость (I.7), можно подобрать для каждого типа клистрона. Покажем, как это сделать, на конкретном примере.

§ 2. Методика подбора нелинейного сопротивления в цепи катода клистрона.

Экспериментально снятая зависимость (I.7) $U = F(U_0)$ при f = 899 мгц для одного из типов отражательного клистрона 3-х сантиметрового диапазона показана на рис.2. При изменении напряжения резонатора в пределах от 240 до 300 вольт эта зависимость мало отличается от линейной и поэтому может быть аппроксимирована прямой линией (пунктирная линия). Зависимость (I.7) может быть снята при питании катода и отражателя клистрона от отдельных источников питания, а также при питании по схеме рис.I (а,б). Имея в наличии зависимость (I.7), можно приступить к подбору сопротивления в цепи катода клистрона. В качестве такого сопротивления выбраны два стабиловольта СГ3С и СГ4С включенные последовательно с сопротивлением R_1, рис.3. Марка стабиловольтов выбирается из того условия, чтобы падение напряжения на них в рабочем режиме было несколько выше требуемой величины напряжения на отражателе. В данном случае требуемое значение напряжения на отражателе колеблется в пределах около 230–240 вольт, а напряжение стабилизации на двух последовательно включенных стабиловольтах СГ3С и СГ4С - около 265 вольт. При более низких требуемых напряжениях на отражателе может быть использован только один стабиловольт. В случае, если номинальный ток резонатора, используемого клистрона, выше, чем допустимое значение тока

через стабиловольты, параллельно стабиловольтам необходимо включить шунтирующее сопротивление. Напряжение на отражатель снимается с делителя, образованного потенциометром R_2. Величину R_1 и коэффициент деления делителя R_2 оказывается возможным подобрать таким образом, что при изменении питающего напряжения U_u в довольно широких пределах, соотношение между напряжением резонатора U_0 и напряжением отражателя U будет почти в точности повторять снятую зависимость $U = F(U_0)$ при $f = const$, а следовательно при таком подборе величин R_1, и коэффициента деления делителя R_2 частота, генерируемая клистроном, будет очень мало зависеть от питающего напряжения. Величина сопротивления R_1 и коэффициент деления делителя R_2 определяется следующим образом. Изменяя напряжение U_u снимают зависимость $U_{ст}$ и $J_{ст}$ (напряжение на стабиловольтах и ток через них) от U_0, рис.2 в отсутствии сопротивления R_1. Для области линейной зависимости $J_{ст} = \varphi(U_0)$ и $U = F(U_0)$ величины R_1 и K находятся из следующих соотношений

$$\left.\begin{aligned} \frac{U_{ст_1} + J_{ст_1} \cdot R_1}{U_1} &= K \\ \frac{U_{ст_2} + J_{ст_2} \cdot R_1}{U_2} &= K \end{aligned}\right\} \qquad (I.8)$$

Из (I.8) находим

$$R_1 = \frac{U_{ст_1} \cdot U_2 - U_{ст_2} \cdot U_1}{J_{ст_2} \cdot U_1 - J_{ст_1} \cdot U_2} \qquad (I.9)$$

где $K = \frac{R_2}{R_2'}$, U_1, $U_{ст_1}$, $J_{ст_1}$, U_2,

$U_{ст2}$, $J_{ст2}$ значения соответствующих величин для границ линейного участка зависимости $U = F(U_0)$. В данном конкретном случае $K = 1{,}25$, $R_1 = 360$ ом.

Экспериментально снятая зависимость частоты клистрона от напряжения источника питания $U_и$ при $R_1 = 360$ ом и различных коэффициентах деления K показана на рис. 4. Измерения проводились на термостабилизированном клистроне. Частота измерялась при помощи гетеродинного частотомера ЧГВС. Из приведенной зависимости видно, что при изменении питающего напряжения в пределах от 545 до 580 вольт частота, генерируемая клистроном меняется незначительно. Оптимальные условия соблюдаются в районе расчетного коэффициента деления $K = 1{,}25$. Изменение частоты клистрона при изменении напряжения источника питания составляет около 0,011 - 0,015 мгц/в. В то же время, измеренная крутизна электронной настройки для данного клистрона составляет 0,7 мгц/в. Следовательно, влияние нестабильности питающего напряжения на стабильность частоты клистрона уменьшалось приблизительно в 50 раз.

Следует отметить, что подобная схема питания позволяет не только уменьшить влияние нестабильности питающих напряжений на среднюю стабильность частоты клистрона в определенное число раз, но и во столько же раз позволяет уменьшить пульсации частоты за счет пульсаций с частотой сети напряжения источника питания. Все это дает возможность при питании клистрона от обычного выпрямителя получать такие же средние нестабильности и пульсации частоты, как и при питании клистрона от выпримителей с электронной стабилизацией, в случае, когда резонатор и отражатель питается от разных источников. Именно это позволяет существенно уменьшить габариты источников питания,

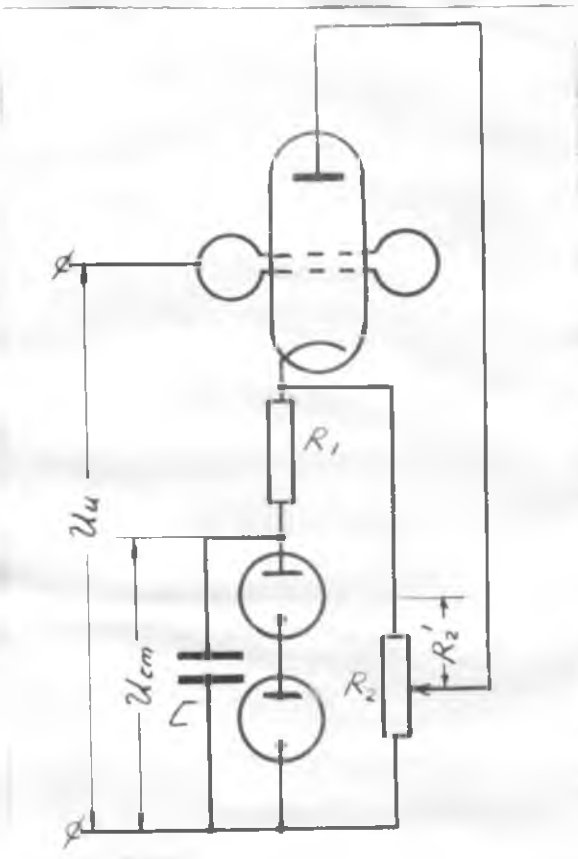


Рис.3. Схема питания отражательного клистрона с нелинейным сопротивлением в цепи катода.

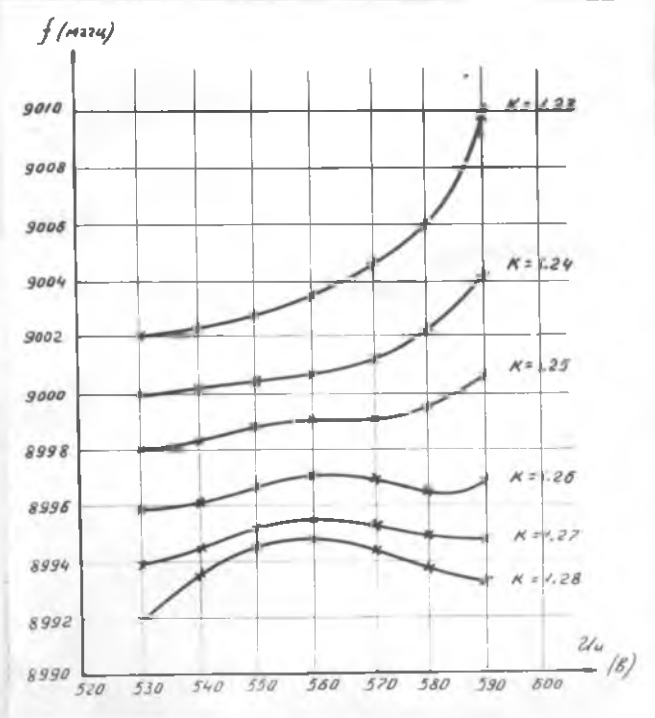


Рис.4. Зависимость частоты, генерируемой клистроном, от питающего напряжения при различных коэффициентах деления делителя.

что чрезвычайно важно для бортовой аппаратуры. Указанные достоинства позволяют предполагать, что подобный способ питания найдёт столь же широкое распространение, как и сами отражательные клистроны.

Г Л А В А 3.

ПЕРЕСТРАИВАЕМЫЙ УМНОЖИТЕЛЬ ЧАСТОТЫ С БОЛЬШИМ КОЭФФИЦИЕНТОМ УМНОЖЕНИЯ ДЛЯ ПОЛУЧЕНИЯ ЧАСТОТ КВАРЦЕВОЙ СТАБИЛЬНОСТИ В ОБЛАСТИ СВЧ ДИАПАЗОНА

Эффективным методом получения высокостабильных частот в области СВЧ диапазона является способ умножения частоты кварцевых генераторов. В радиочастотном диапазоне кварцевые генераторы могут обеспечивать очень малые относительные нестабильности, использование же кварцевых резонаторов для получения непосредственно частот СВЧ диапазона затруднительно. При помощи умножителей частоты можно путём умножения частоты высокостабильного радиочастотного генератора получать частоты примерно такой же стабильности в области СВЧ диапазона.

Поскольку для получения частот СВЧ диапазона путём умножения частоты радиочастотного генератора коэффициент умножения должен быть достаточно высок, особый интерес представляют умножители частоты с коэффициентом умножения высокой кратности /23-27/. При использовании умножителей с малым коэффициентом умножения приходится соединять последовательно несколько умножителей, что усложняет систему и делает её менее надёжной.

Как было уже указано, наибольшее распространение за последнее время получили умножители частоты на отражательных клистронах или клистронах специальных конструкций /22-24/ и умножители с использованием нелинейной ёмкости $p-n$ перехода /25,28,29,31/. Перспективно также применение систем фазовой автоподстройки частоты для целей умножения /5/.

У каждого из этих методов есть как свои преимущества, так и свои недостатки.

Умножители частоты на клистронах требуют применения клистронов специальных конструкций, к.п.д. их быстро понижается при увеличении коэффициента умножения, полезные мощ-

ности, получаемые от умножительных клистронов при большом коэффициенте умножения, невелики. Умножители на нелинейной ёмкости $p-n$ перехода, хотя и отличаются своей простотой, однако дают очень низкие уровни мощности полезного сигнала.

Умножители с использованием фазовой автоподстройки частоты имеют большой коэффициент умножения и дают достаточно большую выходную мощность. Недостатком следует считать то, что они имеют малую полосу удержания.

Ниже описан умножитель частоты для получения частот кварцевой стабильности в области СВЧ диапазона, который, не отличаясь своей сложностью, имеет высокий коэффициент умножения, довольно легко перестраивается с одной частоты на другую, дает удовлетворительную выходную мощность и обладает хорошей фазовой устойчивостью /32/. Полоса удержания может быть достаточно широкой и зависит от параметров частотного детектора.

§ I. Схема и принцип действия умножителя.

Блок-схема умножителя изображена на рис.5 /32/. Цифрами обозначены следующие элементы: I - клистронный генератор, 2 - смеситель, 3 - направленный ответвитель, 4 - ферритовый вентиль, 5- модулятор, 6 - резонансный фильтр, 7 - усилитель промежуточной частоты, 8 - частотный детектор, 9 - предварительный радиочастотный умножитель, I0 - кварцевый генератор.

Работает умножитель следующим образом. Частота f_o от кварцевого генератора I0 умножается в n раз в предварительном умножителе 9. Далее частота nf_o поступает на смеситель 2, куда также подаётся частота от клистронного генератора I.

Клистронный генератор настроен таким образом, что его частота f_r отличается от m - й гармоники частоты nf_o на величину промежуточной частоты Ω, на которую настроен усилитель промежуточной частоты 7, т.е.

$$f_r - mnf_o = \Omega$$
$$mnf_o - f_r = \Omega \quad \text{или} \qquad (I.10)$$

В данном умножителе величина m может быть достаточно большой.

После усиления в усилителе 7 промежуточная частота Ω поступает в модулятор 5, куда также поступает частота f_r от клистронного генератора I. В результате амплитудной модуляции частоты f_r частотой Ω на выходе модулятора будем иметь спектр $f_r + \Omega$, f_r, $f_r - \Omega$. Очевидно, что одна из боковых частот в точности равна mnf_o. Резонансный фильтр 6 настроен на эту боковую и не пропускает остальные составляющие спектра.

Для того, чтобы можно было реализовать высокий коэффициент умножения m, необходимо иметь усилитель промежуточной частоты 7 с большим коэффициентом усиления, а, следовательно, он будет при достаточно простой схеме узкополосен. Вся система будет работать устойчиво только в том случае, если за всё время работы, значение промежуточной частоты $\Omega = f_r - mnf_o$ или $\Omega = mnf_o - f_r$ не будет выходить за полосу пропускания усилителя 7. Чтобы это условие выполнялось, в умножителе применена система АПЧ клистронного генератора, состоящая из частотного дискриминатора 8. Это даёт возможность существенно сузить полосу пропускания усили-

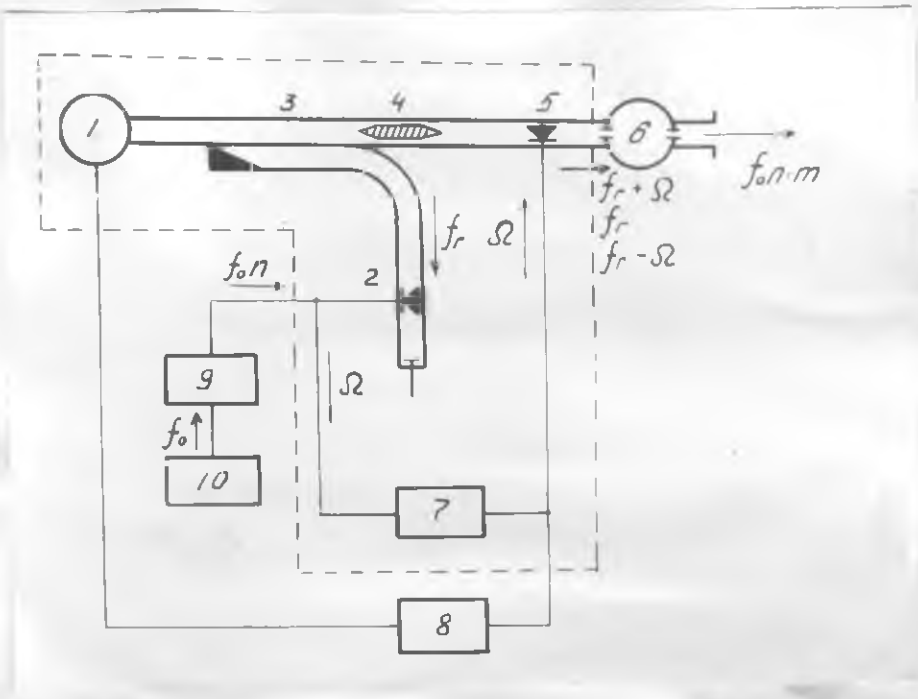


Рис.5. Блок-схема умножителя частоты.

теля 7 и тем самым получить большой коэффициент умножения.

Часть схемы, выделенная на рис.5 пунктиром, по сути дела является усилителем СВЧ с полосой пропускания, равной полосе пропускания усилителя промежуточной частоты 7 /94,95/.

Фазовая нестабильность этого усилителя будет полностью определять фазовую неустойчивость умножителя, которая будет существовать при умножении в m раз.

§ 2. Фазовая устойчивость умножителя.

Очевидно, что фазовая нестабильность усилителя СВЧ, отмеченного на рис.5 пунктиром, будет зависеть от стабильности опорного клистронного генератора I /32/. Действительно,

если частота опорного генератора I - изменится, то, во-первых, за счёт неидентичности электрических длин трактв от генератора до смесителя и до модулятора изменяется разность фаз между опорными сигналами, поступающими в смеситель и в модулятор; во-вторых, изменяется по абсолютной величине промежуточная частота, а следовательно и её фаза после прохождения через усилитель промежуточной частоты.

На смеситель 2 одновременно поступает сигнал от опорного генератора I $e_{rc} = E_{rc}\cos(\omega_r t + \theta_{rc})$ и сигнал $e_n = E_n \cos(\omega_n t + \theta_n)$ от умножителя 9, где $\omega_n = 2\pi n f_o$. Начальную фазу θ_{rc} определим как $\frac{2\pi}{\lambda_g} \cdot l_1$, где l_1 - расстояние от опорного генератора I до смесителя, λ_g - длина волны в волноводе. На смесительном диоде имеются все гармоники частоты ω_n, в том числе и гармоника $e_1 = E_1 \cos(\omega_1 t + \theta_1)$, где $\omega_1 = m\omega_n$. Если выполняется условие $\omega_1 - \omega_r = 2\pi\Omega$, то можно показать, что в смесителе будет выделен сигнал промежуточной частоты /87/

$$e_o = E_o \cos\left[(\omega_1 - \omega_r)t + \theta_1 + \frac{2\pi}{\lambda_g} \cdot l_1\right] \qquad (I.II)$$

Предположим, что вход усилителя промежуточной частоты согласован со смесителем на промежуточной частоте. Если принять, что абсолютная нестабильность опорного генератора меньше, чем полоса пропускания усилителя промежуточной частоты, а также, что частотная и фазовая характеристика УПЧ соответствует резонансной кривой и фазовой характеристике резонансного контура, то сдвиг фаз, который получит промежуточная частота после прохождения усилителя, можно записать следующим образом:

$$-\varphi = arc\,tg\left(\frac{\omega_1 - \omega_r - 2\pi\Omega_p}{\pi\Omega_p}\cdot Q_э\right) \qquad (I.I2)$$

где $Q_э$ - эквивалентная добротность, определяемая следующим образом:

$$Q_э = \frac{\Omega_p}{\Delta f_{упч}} \qquad (I.I3)$$

где Ω_p - частота, на которую настроен усилитель промежуточной частоты.

$\Delta f_{упч}$ - полоса пропускания усилителя промежуточной частоты.

Из выражения (I.I2) и (I.I3) находим:

$$-\varphi = arc\,tg\left(\frac{\omega_1 - \omega_r - 2\pi\Omega_p}{\pi\cdot\Delta f_{упч}}\right) \qquad (I.I4)$$

На выходе УПЧ сигнал промежуточной частоты запишется следующим образом:

$$e_0' = E_0'\cos\left[(\omega_1 - \omega_r)t + \theta_1 + \frac{2\pi\ell_1'}{\lambda_g} + \varphi\right] \qquad (I.I5)$$

В модуляторе 5 сигнал промежетучной частоты e_0' промодулирует сигнал опорного генератора $e_{rм}$, где

$$e_{rм} = E_{rм}\cos\left(\omega_r t - \theta_{rм}\right) \qquad (I.I6)$$

Величину $\theta_{rм}$ определим как $\frac{2\pi\ell_2}{\lambda_g}$, где ℓ_2 - расстояние от опорного генератора до модулятора.

Легко показать, что в спектре амплитудно-модулированного колебания будет содержаться составляющая /88/

$$e_1' = \frac{M}{2}E_{rм}\cos\left(\omega_1 t + \theta_1 + \frac{2\pi\ell_1'}{\lambda_g} - \frac{2\pi\ell_2}{\lambda_g} + \varphi\right) \qquad (I.I7)$$

где M - коэффициент модуляции сигнала $e_{гм}$ сигналом e_0'. Частота этой составляющей в точности равна частоте интересующей нас гармоники. Величина

$$F = \varphi + \frac{2\pi}{\lambda_g}(l_1 - l_2) \qquad (I.18)$$

представляет собой тот фазовый сдвиг, который получит сигнал $e_{,}$, в усилителе СВЧ. Введём обозначение

$$\omega_{г.ср} = \omega_{,} - 2\pi\mathcal{R}_p \qquad (I.19)$$

где $\omega_{г.ср}$ - такое значение частоты опорного генератора, при котором промежуточная частота, полученная от смешения частоты опорного генератора с частотой $\omega_{,}$, равна частоте, на которую настроен усилитель промежуточной частоты, и обозначим

$$\omega_г - \omega_{г.ср} = \Delta\omega_г \qquad (I.20)$$

Точно таким же образом введём

$$\lambda_{g.ср} = \frac{\lambda_{0.ср}}{\sqrt{1 - \left(\lambda_{0.ср}/\lambda_c\right)^2}} \qquad (I.21)$$

где $\lambda_{0.ср}$ - длина волны в свободном пространстве, соответствующая частоте опорного генератора $\omega_{г.ср}$,

λ_c - критическая длина волны используемых волноводов.

Обозначим также

$$\lambda_g - \lambda_{g.ср} = -\Delta\lambda_g \qquad (I.22)$$

Введём величину $F_{ср}$ - тот фазовый сдвиг, который даёт усилитель СВЧ, когда частота опорного генератора равна $\omega_{г.ср}$

Тогда:

$$F - F_{ср} = \Delta F \qquad (I.23)$$

Значения ω_r, R_g и F являются текущими значениями этих величин. Величина ΔF и будет характеризовать ту фазовую нестабильность, которую дает усилитель СВЧ за счет нестабильности частоты опорного генератора, выражающейся в отклонении ее от значения $\omega_{r.ср}$.

Используя (I.I4) и (I.I8), а также выше принятые обозначения, для случая не слишком больших $\Delta\omega_r$ можно записать:

$$\Delta F = \frac{2\pi(l_1 - l_2)\Delta R_g}{R_{g\,ср}^2} + arctg\left(\frac{\Delta\omega_r}{\pi\,\Delta f_{упч}}\right) \qquad (I.24)$$

И далее для малых расстроек

$$-\Delta F \approx \frac{2\pi(l_2 - l_1)\Delta f_r}{c\sqrt{1-\left(\frac{c}{f_{r.ср}R_c}\right)^2}} - \frac{2\Delta f_r}{\Delta f_{упч}} \qquad (I.25)$$

где $f_{r.ср} = \frac{\omega_{r.ср}}{2\pi}$, $\Delta f_r = \frac{\Delta\omega_r}{2\pi}$, c - скорость света. Из выражения (I.25) видно, что разность $(l_2 - l_1)$ можно подобрать таким образом, что фазовый сдвиг, даваемый усилителем СВЧ за счет отклонений частоты опорного генератора от значения $\omega_{r.ср}$, не будет зависеть от этих отклонений. Приравняв правую часть соотношения (I.25) нулю и решив полученное уравнение относительно $(l_2 - l_1)$ найдем

$$l_2 - l_1 = \frac{c\sqrt{1-\left(\frac{c}{f_{r.ср}\cdot R_c}\right)^2}}{\pi\,\Delta f_{упч}} \qquad (I.26)$$

Расчёт по этой формуле показывает, что при разумных значениях полосы пропускания УПЧ разница в длинах получается большой, а это, естественно, неудобно с конструктивной точки зрения.

Фазовую нестабильность можно скомпенсировать и другим путём. Если длины ℓ_1 , и ℓ_2 равны, то фазовая нестабильность усилителя СВЧ, как видно из соотношения (I.I7), равна φ . Из соотношения (I.I7) также видно, что если в плечо модулятора включить частотнозависимый фазовращатель, который при отклонениях частоты опорного генератора от своего среднего значения будет дополнительно сдвигать фазу сигнала опорного генератора в модуляторе в соответствии с соотношением

$$\theta'_{rм} = -\varphi \qquad (I.27)$$

где $\theta'_{rм}$ - дополнительный сдвиг фазы частоты опорного генератора в модуляторе, то при этом нестабильность опорного генератора не будет влиять на фазу усиливаемого сигнала.

Если в качестве фазовращателя использовать резонатор с добротностью

$$Q_р = \frac{Q_э f_{г.ср}}{\Omega_р} \qquad (I.28)$$

то условие (I.27) будет выполнено. Однако, при таком способе компенсации возникнет паразитная амплитудная модуляция при отклонениях частоты опорного генератора от своего среднего значения. Это связано с тем, что, во-первых, частотные флуктуации опорного сигнала при прохождении через компенсирующий резонатор в модулятор превратятся в амплитудные и, во-вторых, т.к. флуктуации частоты опорного генератора приводят к флуктуации промежуточной частоты, такое же явление

произойдёт при прохождении промежуточной частоты через УПЧ.

Коэффициент модуляции опорного сигнала при прохождении через компенсирующий резонатор можно записать /88/

$$M_1 = \frac{1 - n_1}{1 + n_1} \qquad (I.29)$$

где $n_1 = \frac{1}{\sqrt{1 + a_1^2}}$

$a_1 = \frac{2\Delta f_r \cdot Q_p}{f_{r \cdot cp}}$ - обобщенная расстройка.

Подобным же образом запишется коэффициент модуляции промежуточной частоты при прохождении через УПЧ.

$$M_2 = \frac{1 - n_2}{1 + n_2} \qquad (I.30)$$

где $n_2 = \frac{1}{\sqrt{1 + a_2^2}}$

$a_2 = \frac{2\Delta f_r Q_э}{f_p}$ - обобщенная расстройка.

Коэффициент же модуляции полезного сигнала запишется следующим образом:

$$M_m = \frac{1 - n_1 n_2}{1 + n_1 n_2} \qquad (I.31)$$

Подставляя значение для Q_p из соотношения (I.28) в выражения для обобщенной расстройки из соотношения (I.29) легко показать, что $a_1 = a_2 = a$ и следовательно, $n_1 = n_2 = n$. Используя это соотношение (I.3I) перепишем следующим образом

$$M_m = \frac{1 - n^2}{1 + n^2} = \frac{a^2}{a^2 + 2} \qquad (I.32)$$

Паразитную амплитудную модуляцию можно несколько уменьшить,

нала кварцевой стабильности была соответственно равна 9600 мгц, мощность её составляла величину 3 – 5 мвт при мощности опорного клистронного генератора I ~ 60 мвт.

Для получения других частот в области СВЧ диапазона кратных 240 мгц необходимо только перестроить клистрон I и резонансный фильтр 6 на другую частоту, а затем включить АПЧ. Максимальный коэффициент умножения m зависит от коэффициента усиления УПЧ и качества смесителя и модулятора и может достигать величины ~ 70 – 80. Относительная нестабильность частоты опорного генератора в режиме АПЧ составляла величину $\sim 5\ 10^{-5}$ за час, а величина фазовой нестабильности ΔF, вычисленная в соответствии с соотношением (I.25), оказалась $\sim \pi/12$.

Для экспериментальной проверки фазовой устойчивости была использована методика, описанная в работе /30/. Были собраны два одинаковых умножителя, сигнал с которых подавался на фазометр. Сигнал, который следовало умножить, подавался на оба умножителя от одного источника. В течение I-го часа относительный сдвиг фаз выходных сигналов составил величину $\sim \pi/10$. Следовательно экспериментальные данные хорошо совпадают с расчетными.

Таким образом видно, что описанный умножитель обладает существенными преимуществами, т.к. совмещает в себе наиболее важные параметры, а именно: большой коэффициент умножения и хорошую выходную мощность, возможность перестройки коэффициента умножения и хорошую фазовую устойчивость. Умножитель прост, как с конструктивной точки зрения, так и в настройке. Преимущества такого способа умножения особенно чётко видны там, где необходима быстрая перестройка с одной фиксированной частоты на другую, что очень важно для радиолокации и измерительной техники.

если на выходе УПЧ включить амплитудный ограничитель. При этом паразитная модуляция будет возникать только за счёт прохождения частотно-модулированного опорного сигнала через компенсирующий резонатор, и коэффициент амплитудной модуляции запишется следующим образом.

$$M'_m = \frac{1 - n}{1 + n} \qquad (I.33)$$

Чтобы этот нежелательный эффект ликвидировать, следует параметры системы АПЧ опорного генератора и полосу пропускания УПЧ и компенсирующего резонатора подбирать таким образом, чтобы выполнялось соотношение

$$\Delta f_r \ll \Delta f_{упч}$$

При этом коэффициент модуляции будет также значительно меньше единицы. Экспериментальная проверка работоспособности умножителя проводилась без компенсирующего резонатора в соответствии с блок-схемой, изображенной на рис.5. В качестве генератора I0 был использован кварцевый генератор, дающий сигнал с частотой I0 мгц и относительной нестабильностью $2\ I0^{-6}$ за час. Предварительный умножитель 9 имел коэффициент умножения 24 и был собран на лампах 6Ж3П. Таким образом, на смеситель 2 с предварительного умножителя 9 подавалась частота 240 мгц. Усилитель промежуточной частоты 7 был настроен на частоту 35 мгц, его полоса пропускания 4 мгц при коэффициенте усиления 80 дб. Частотный детектор 8 был выполнен на расстроенных контурах, расстояние между горбами характеристики составляло I мгц. Клистронный генератор настраивался так, что его частота образовывала промежуточную частоту 35 мгц с 40-й гармоникой частоты 240 мгц. Частота полезного СВЧ сиг-

Г Л А В А 4.

ДИСКРИМИНАТОРЫ С СИГНАЛОМ ОШИБКИ НА ПРОМЕЖУТОЧНОЙ ЧАСТОТЕ ДЛЯ СИСТЕМ АВТОМАТИЧЕСКОЙ ПОДСТРОЙКИ ЧАСТОТЫ СВЧ ГЕНЕРАТОРОВ.

Одним из наиболее гибких методов стабилизации частоты СВЧ генераторов является автоматическая подстройка частоты (АПЧ) /8-9, 33-39, 42-44/. Одним из наиболее важных элементов системы АПЧ является дискриминатор - устройство, реагирующее на отклонение частоты стабилизируемого генератора от номинальной, которая определяется то-ли пассивным, то ли активным эталоном. Точность автоподстройки в значительной степени зависит от типа, а также качества настройки дискриминатора /9,42/.

Наиболее известным дискриминатором, вырабатывающим сигнал ошибки на промежуточной частоте, является дискриминатор Паунда /33,34/. Однако, сложность в настройке и трудность перестройки с одной частоты на другую не позволили ему найти широкое распространение.

Известны и другие типы дискриминаторов с сигналом ошибки на промежуточной частоте /9,38,39,42,43,44/, такие как дискриминатор с регулируемой связью с резонатором, дискриминатор с периодической перестройкой резонатора, дискриминатор с частотной модуляцией частоты подстраиваемого генератора /9/. Однако и они не лишены недостатков. Дискриминатор с регулируемой связью требует тщательных регулировок. Дискриминатор с периодической перестройкой резонатора отличается простотой и надёжностью, а также хорошими диапазонными качествами; однако тот факт, что эталонный резонатор должен периодически перестраиваться, снижает эталонные качества самого эталона. Дискриминатор с частотной модуляцией подстраиваемого генератора может быть использован только в специальных схемах, где допустима небольшая по глубине частотная модуляция.

Ниже рассмотрены схемы, принцип действия и результаты

экспериментальной проверки двух типов дискриминаторов с сигналом ошибки на промежуточной частоте. Дискриминаторы легко перестраиваются с одной частоты на другую и обеспечивают высокий коэффициент стабилизации. Первый из них очень прост, как в настройке, так и с конструктивной точки зрения.

§ I. Дискриминатор с дополнительным низкочастотным генератором.

Блок-схема системы автоматической подстройки частоты, в которой использован дискриминатор с сигналом ошибки на промежуточной частоте изображена на рис.6 /4I/. Основными элементами схемы являются: клистронный генератор I, эталонный резонатор 2, амплитудный модулятор 3, смеситель 4, ферритовый вентиль 5, фазовращатель 6, низкочастотный генератор промежуточной частоты 7, усилитель промежуточной частоты 8 и фазовый детектор 9.

Принцип действия дискриминатора заключается в следующем. Высокочастотный сигнал $e_r = E_r \sin(\omega_r t + \theta_r)$ от клистронного генератора I, модулируется по амплитуде в амплитудном модуляторе 3 сигналом $e_o = E_o \sin(\Omega t + \gamma)$, поступающим в модулятор от низкочастотного генератора 7. На выходе модулятора имеется спектр

$$e_r' = E_r'[1 + M\sin(\Omega t + \gamma)]\sin(\omega_r t + \theta_r) =$$
$$= E_r' \sin(\omega_r t + \theta_r) - \frac{ME_r'}{2}\cos[(\omega_r + \Omega)t + \theta_r + \gamma] + \frac{ME_r'}{2}\cos[(\omega_r - \Omega) + \theta_r - \gamma] \qquad (I.34)$$

где M - коэффициент модуляции.

Если эталонный резонатор 2 настроен на одну из боковых частот, то, пройдя через эталонный резонатор, эта боковая попадёт в смеситель 4. Допустим, что резонатор настроен на нижнюю боковую, а две другие составляющие спектра лежат за пределами его полосы пропускания. Естественно, что при изменении частоты стабилизируемого генератора будет, как видно из соотношения (I.34), изменятся и частота боковой, а следовательно и её фаза после прохождения резонатора. Сигнал боковой, прошедший через резонатор, может быть записан следующим образом:

$$e_б = \frac{E_б}{\sqrt{1 + \left(\frac{2\Delta\omega}{\omega_p} Q\right)^2}} \cos\left[(\omega_г - \Omega)t + \theta_г - \gamma + \operatorname{arc\,tg}\left(\frac{2\Delta\omega}{\omega_p} Q\right)\right] \qquad (I.35)$$

где Q - добротность эталонного резонатора,

ω_p - его резонансная частота

$\Delta\omega = \omega_г - \omega_p$

Соотношение (I.35) справедливо при малых значениях относительной расстройки, т.е. $\frac{\Delta\omega}{\omega_p} << 1$.

В смеситель также поступает сигнал от стабилизируемого генератора:

$$e_{г.см} = E_{г.см} \sin(\omega_г t + \theta_{г.см}) \qquad (I.36)$$

Найдём форму огибающей сигнала, который является результатом сложения сигналов $e_б$ и $e_{г.см}$, введя обозначения

$a = \frac{2\Delta\omega}{\omega_p} Q$, где a - обобщённая расстройка.

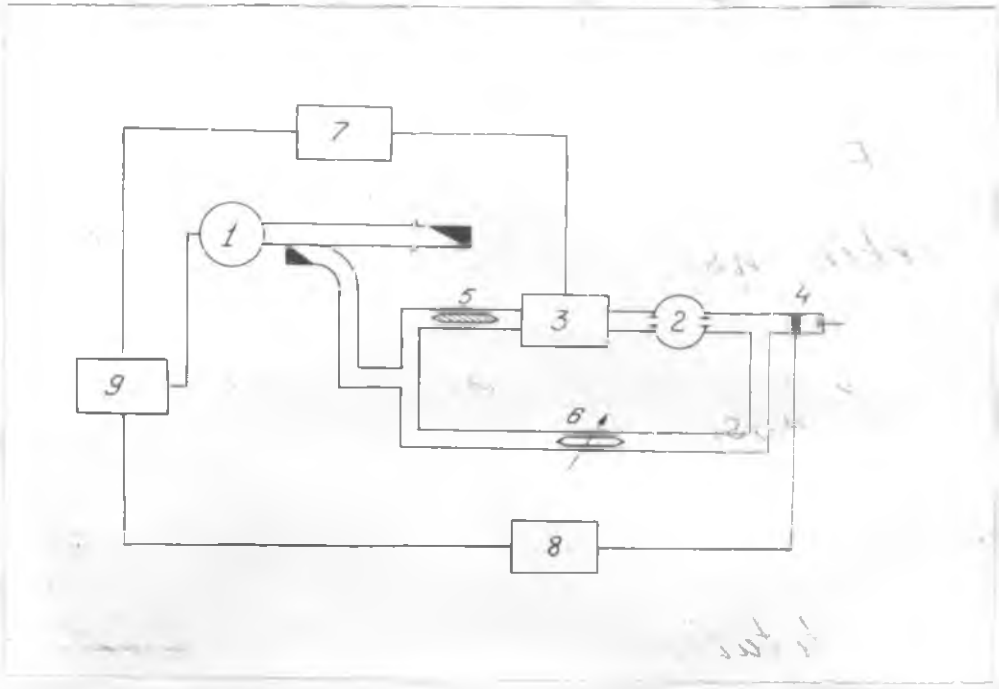


Рис.6. Блок-схема АПЧ отражательного клистрона, в которой использован дискриминатор с сигналом ошибки на промежуточной частоте.

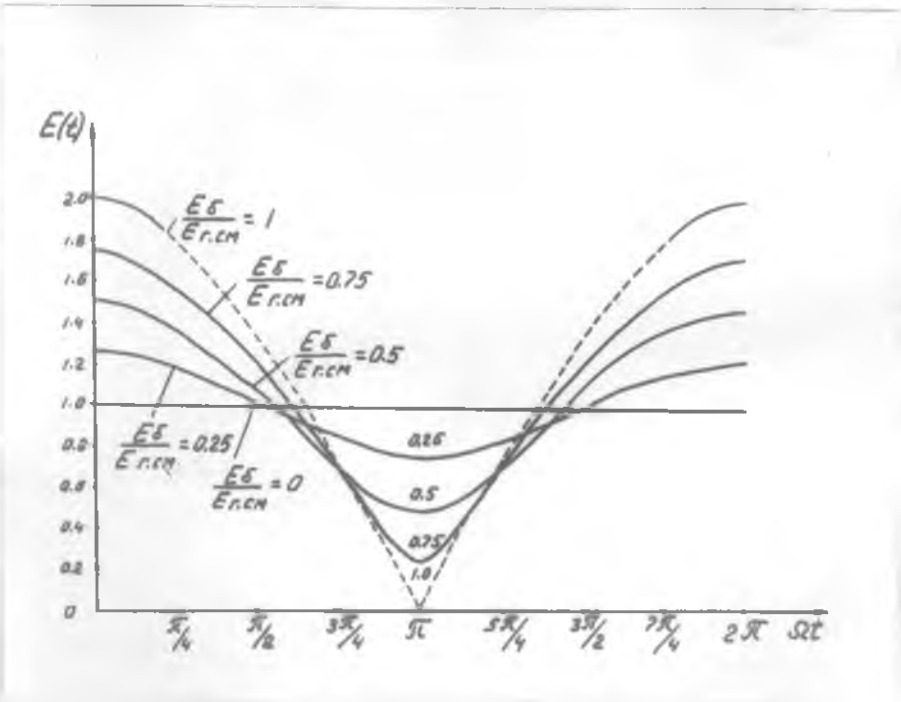


Рис.7. Форма огибающей $E(t)$ при различных значениях $E_\delta / E_{r.cm}$

$$e_\delta + e_{r.cm} = \frac{E\delta}{\sqrt{1+a^2}} \cos[(\omega_r - \Omega)t + \theta_r - \gamma + \arctg a] + E_{r.cm} \sin(\omega_r t + \theta_{r.cm}) =$$

$$= \frac{E\delta}{\sqrt{1+a^2}} \cos(\omega_r t + \theta_r) \cos(\Omega t + \gamma + \arctg a) +$$

$$+ \frac{E\delta}{\sqrt{1+a^2}} \sin(\omega_r t + \theta_r) \sin(\Omega t + \gamma + \arctg a) +$$

$$+ E_{r.cm} \sin(\omega_r t + \theta_{r.cm})$$

При помощи фазовращателя 6 фазу сигнала генератора в смесителе можно подобрать так, чтобы выполнялось соотношение $\theta_r = \theta_{r.cm}$. Тогда:

$$e_\delta + e_{r.cm} = [E_{r.cm} + \frac{E\delta}{\sqrt{1+a^2}} \sin(\Omega t + \gamma + \arctg a)] \sin(\omega_r t + \theta_r) + \frac{E\delta}{\sqrt{1+a^2}} \cos(\Omega t + \gamma + \arctg a) \cos(\omega_r t + \theta_r)$$

Рассматривая множители при $\sin(\omega_r t + \theta_r)$ и $\cos(\omega_r t + \theta_r)$, как медленно меняющиеся функции времени, найдём амплитуду суммарного напряжения с помощью выражения

$$E(t) = \sqrt{[E_{r.cm} + \frac{E\delta}{\sqrt{1+a^2}} \sin(\Omega t + \gamma + \arctg a)]^2 + [\frac{E\delta}{\sqrt{1+a^2}} \cos(\Omega t + \gamma + \arctg a)]^2} =$$

$$= \sqrt{E_{г.см}^2 + 2E_{г.см}\frac{E\delta}{\sqrt{1+a^2}}\sin(\Omega t+\gamma+\operatorname{arctg}a)+\frac{E\delta^2}{1+a^2}} =$$

$$= E_{г.см}\sqrt{1+\frac{2E\delta}{E_{г.см}\sqrt{1+a^2}}\sin(\Omega t+\gamma+\operatorname{arctg}a)+\frac{E^2\delta}{E_{г.см}^2(1+a^2)}} \qquad (I.37)$$

Как видно из рис.7 если $\frac{E\delta}{E_{г.см}} \leqslant 0{,}5$, то форма огибающей близка к синусоидальной. График построен при значениях $a=0$, $\gamma=0$. С помощью разложения функции (I.37) в ряд Фурье по периоду $\frac{2\pi}{\Omega}$ нетрудно показать, что при $\frac{E\delta}{E_{г.см}}=0{,}5$ и $a=0$, амплитуда обертона 2Ω составляет 10% от амплитуды основного тона Ω. При доведении $\frac{E\delta}{E_{г.см}}$ до значения равного единице огибающая $E(t)$ принимает вид, показанный на рис.7 пунктирной линией. Следовательно, чтобы получить огибающую синусоидальной формы: следует настраивать систему таким образом, чтобы при значении $a=0$ выполнялось соотношение $\frac{E\delta}{E_{г.см}} \leqslant 0{,}5$. Однако, в связи с тем, что сигнал ошибки далее усиливается резонансным усилителем, выполнение этого условия не обязательно.

На практике чаще всего приходится иметь дело со случаем, когда $\frac{E\delta}{E_{г.см}} \ll 1$. В этом случае, пренебрегая членами высшего порядка, из соотношения (I.37) получаем:

$$E_{пр}(t) = \frac{E\delta}{\sqrt{1+a^2}}\sin(\Omega t+\gamma+\operatorname{arctg}a) \qquad (I.38)$$

где $E_{пр}(t)$ - сигнал ошибки на промежуточной частоте. При появлении расстройки, как это следует из соотношения

(I.37) и (I.38), фаза огибающей изменяется на угол равный $arc\,tg\,a$, а также уменьшится амплитуда огибающей. Уменьшение амплитуды существенного значения не имеет, т.к. далее для выделения сигнала ошибки использован фазовый детектор, перед которым, при необходимости, всегда можно включить амплитудный ограничитель. Зависимость фазы огибающей от частоты полностью определяется обобщённой расстройкой $a = \frac{2\alpha\omega}{\omega} Q$ и повторяет фазовую характеристику эталонного резонатора.

Настройка и контроль характеристик дискриминатора проводились по блок-схеме изображённой на рис.3. Схема содержит следующие элементы: клистронный генератор I, эталонный резонатор 2, амплитудный модулятор 3, смеситель 4, ферритовый вентиль 5, фазовращатель 6, усилитель промежуточной частоты 7, осциллографы для контроля фазовой и амплитудной характеристик 8 и 9, фазовый детектор I0, генератор пилообразного напряжения II, генератор промежуточной частоты I2, гетеродинный частотомер I3.

Полоса пропускания усилителя промежуточной частоты на частоте 32 мгц составляла 4 мгц при коэффициенте усиления $I0^4$. Фазовый детектор был собран на пентоде 6Ж2П, на третью сетку которого подавалось опорное напряжение с генератора I2, а на первую-напряжение сигнала ошибки с усилителя промежуточной частоты. Далее сигнал ошибки усиливался в УПТ с коэффициентом усиления ~ 80. В качестве амплитудного модулятора применялся волноводный тройник с модулирующим детектором. Добротность эталонного резонатора составляла $I,5\ I0^4$. Стабилизированная частота измерялась методом биений частоты стабилизируемого генератора с гармоникой кварцевого генера-

тора. Частота биений измерялась при помощи счётчика Ч3-3. Коэффициент стабилизации составил величину $\sim 10^3$, а относительная нестабильность частоты клистронного генератора при питании клистрона от выпрямителей с электронной стабилизацией $-4\ 10^{-6}$ за I час.

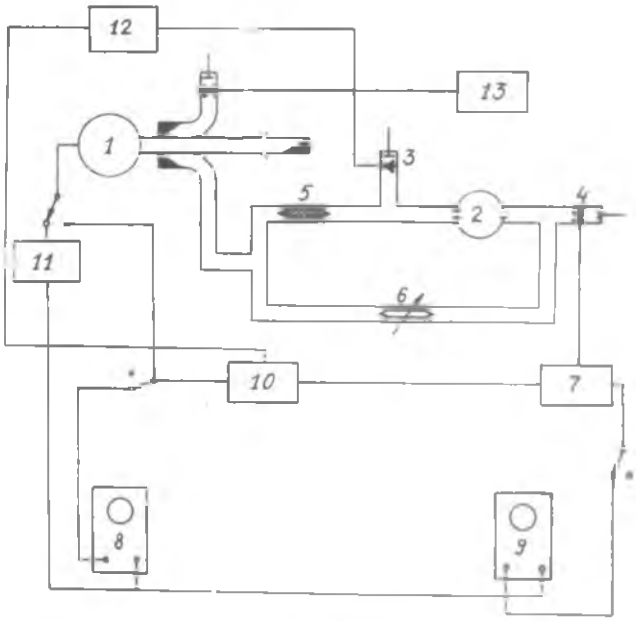
Описанный дискриминатор прост в настройке и легко перестраивается с одной частоты на другую.

§ 2. Дискриминатор с самовозбуждением на промежуточной частоте.

Обычно в состав дискриминатора, сигнал ошибки в котором вырабатывается на промежуточной частоте, входит дополнительный генератор низкой промежуточной частоты /9,33,34,38,41/. Это, естественно, усложняет схему стабилизации.

Оказывается возможным выполнить такой дискриминатор, в котором сигнал ошибки будет вырабатываться на промежуточной частоте без наличия вспомогательного низкочастотного генератора /40,95/. Принципиальная схема системы АПЧ, в которой использован такой дискриминатор изображена на рис.9. В неё входят: стабилизируемый СВЧ генератор I, ферритовые вентили 2 и 8, амплитудный модулятор 3, эталонный резонатор 4, усилитель промежуточной частоты 5, смеситель 6, фазовращатель 7, частотный детектор 9, усилитель постоянного тока I0.

В качестве амплитудного модулятора и смесителя использованы двойные волноводные тройники, в одно из плечей которых включены детекторы. Дискриминатор работает следующим образом: (предположим, что цепь обратной связи на подстраиваемый генератор разомкнута) генератор I генерирует частоту f_r ,



Рис,8. Схема контроля характеристик и настройки дискриминатора с сигналом ошибки на промежуточной частоте.

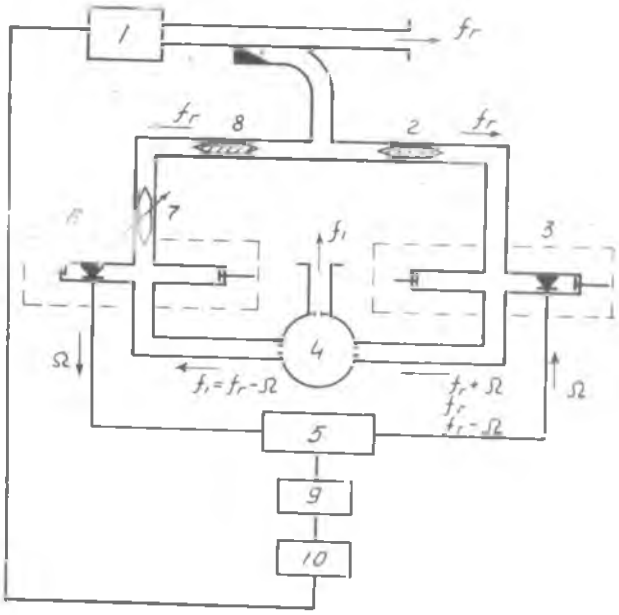


Рис.9. Дискриминатор с самовозбуждением на промежуточной частоте.

которая подаётся в смеситель 6 и модулятор 3. Сразу следует отметить, что система находится в неустойчивом состоянии и при определённых условиях склонна к самовозбуждению на промежуточной частоте. Действительно, пусть в результате флуктуаций из усилителя 5 на детектор модулятора 3 поступит частота Ω, удовлетворяющая равенству

$$f_1 = f_r - \Omega$$

или

$$f_2 = f_r + \Omega$$

где f_1 и f_2 частоты, на которые может быть настроен эталонный резонатор, а Ω - частота, лежащая в полосе пропускания УПЧ. В модуляторе 3 произойдёт амплитудная модуляция частоты f_r с частотой Ω и на выходе амплитудного модулятора будем иметь спектр из трёх частот $f_r + \Omega$, f_r, $f_r - \Omega$. Если эталонный резонатор настроен на одну из боковых, например $f_r - \Omega$, то эта частота пройдёт через него и попадёт в смеситель 6, где, смешавшись с частотой генератора f_r, даст частоту $f_r - f_r + \Omega = \Omega$. Усиленная в усилителе промежуточной частоты 5, частота Ω снова поступит в модулятор 3. Таким образом, при достаточном коэффициенте усиления усилителя 5 схема возбудится. Наличие ферритовых вентилей необходимо для того, чтобы сигнал из модулятора не попадал в смеситель, минуя резонатор.

Предположим теперь, что частота генератора I изменилась и стала f_r'. В то же время, в силу некоторой инерционности резонатора в смеситель 6 будет продолжать поступать собственная частота резонатора $f_1 = f_r - \Omega$, которая, смешавшись с новой частотой генератора f_r', даст новую промежу-

точную частоту $f_r' - f_1 = f_r' - f_r + \Omega = \Omega + \Delta f_r = \Omega'$. Если новая промежуточная частота Ω' не выходит за полосу пропускания усилителя промчастоты 5, то она после усиления будет подана в модулятор 3, где промодулирует по амплитуде частоту f_r' . На выходе амплитудного модулятора получим спектр

$$f_r' \ , \ f_r' + \Omega' \quad и \quad f_r' - \Omega'$$

Видно, что боковая частота $f_r' - \Omega = f_r' - f_r' + f_1 = f_1$, попрежнему в точности равна собственной частоте эталонного резонатора. Таким образом, боковая частота f_1 , являющаяся собственной частотой эталонного резонатора, оказывается стабилизированной. Очевидно, что абсолютная нестабильность генератора СВЧ Δf_r может быть не больше, чем ширина полосы пропускания усилителя промежуточной частоты 5.

В динамике работа схемы происходит следующим образом: на сколько по абсолютной величине увеличивается частота генератора I f_r , на столько же по абсолютной величине увеличивается значение промежуточной частоты Ω . Абсолютная же величина боковой $f_r - \Omega$, на которую настроен эталонный резонатор, остается постоянной.

Схема работает аналогичным образом, если эталонный резонатор настроен на другую боковую частоту $f_r + \Omega$. Можно показать, что часть схемы, изображенная на рис.10, является усилителем СВЧ колебаний с полосой пропускания, равной полосе пропускания усилителя промежуточной частоты 5. Действительно, если в смеситель 6 подать сигнал f_1 , отличающийся

от частоты опорного СВЧ генератора f_r на величину промежуточной частоты, лежащей в полосе пропускания усилителя 5, то выделенная в смесителе промежуточная частота будет усилена усилителем 5 и подана в модулятор 3 . На выходе модулятора 3 будем иметь спектр $f_r + \Omega$, f_r, $f_r - \Omega$. Очевидно, что одна из боковых частот будет в точности равна частоте f_1 . Коэффициент усиления такого усилителя зависит от параметров смесителя, усилителя промежуточной частоты и модулятора. Полоса пропускания равна полосе пропускания УПЧ.

Если в цепь обратной связи такого усилителя включить резонатор, собственная частота которого равна f_1 , то получим генератор частоты f_1 . Условием устойчивой работы такого генератора является

$$\Delta f_r \leq \Delta f_{упч}$$, где

Δf_r - абсолютное изменение частоты опорного генератора,

$\Delta f_{упч}$ - полоса пропускания усилителя промежуточной частоты. Электрическая длина волноводов от генератора до смесителя и до модулятора должна при этом быть одинаковой. Это необходимо для того, чтобы при изменении собственной частоты опорного генератора, разность фаз между сигналами этого генератора, поступающими в смеситель и амплитудный модулятор, оставалась постоянной. Если будет существовать зависимость этой разности фаз от частоты опорного генератора, то относительную нестабильность частоты f_1 , можно выразить следующим образом.

Для установившегося колебательного режима системы должно выполняться условие баланса фаз. В данном случае оно запишется следующим образом:

$$\varphi_{рез} + \varphi_{ос} + \varphi_{оп} = 2\pi n \qquad /n = 0, 1, 2/$$

где $\varphi_{рез}$ - фазовый сдвиг, даваемый резонатором,

$\varphi_{ос}$ - фазовый сдвиг в цепях обратной связи (сюда входит фазовый сдвиг частоты f_1 в волноводе и фазовый сдвиг промежуточной частоты в цепях усилителя промежуточной частоты),

$\varphi_{оп}$ - разность фаз между сигналами генератора, поступающими в смеситель и амплитудный модулятор.

Если существует зависимость величины $\varphi_{ос}$ и $\varphi_{оп}$ от флуктуаций частоты опорного генератора, то для флуктуаций фаз можно записать следующее соотношение:

$$\Delta\varphi_{рез} + \Delta\varphi_{ос} + \Delta\varphi_{оп} = 0$$

Как было показано при рассмотрении умножителя частоты в том случае, когда электрические длины от смесителя и модулятора до опорного генератора, примерно, одинаковы, выполняется соотношение $\Delta\varphi_{оп} \ll \Delta\varphi_{ос}$.

Поэтому:

$$\Delta\varphi_{ос} \approx -\Delta\varphi_{рез} \qquad (I.39)$$

где

$$\Delta\varphi_{рез} = arctg\left[\frac{2\Delta f_1}{f_1} Q\right] \qquad (I.40)$$

Q - добротность эталонного резонатора. Для малых расстроек можно принять:

$$\Delta\varphi_{рез} \approx \frac{2\Delta f_1}{f_1} Q \qquad (I.41)$$

После подстановки (I.4I) в (I.39) получим

$$\frac{\Delta f_1}{f_1} \approx \frac{\Delta \varphi_{oc}}{2Q}$$

где $\frac{\Delta f_1}{f_1}$ - относительная нестабильность частоты f_1.

Далее будет подробно разобран вопрос о факторах, влияющих на относительную нестабильность частоты f_1, однако уже из этих соображений видно, что относительная нестабильность частоты f_1 тем меньше, чем больше добротность эталонного резонатора. К тому же, как будет показано в главе 2 второй части, в том случае, когда полоса пропускания резонатора значительно меньше, чем полоса пропускания УП4, а разность длин от смесителя и модулятора до опорного генератора мала, выполняется соотношение:

$$|\Delta f_r| >> |\Delta f_1|$$

а, следовательно:

$$|\Delta f_r| \approx |\Delta \Omega|$$

Этот факт используется для целей получения сигнала ошибки в дискриминаторе. Сигнал с усилителя промежуточной частоты 5 подается на частотный дискриминатор 9, где и вырабатывается управляющее напряжение, которое после усиления в усилителе I0 подается на элемент, управляющий частотой генератора I. В результате этого частота генератора I подстраивается так, что выполняется условие:

$$f_r - f_1 = \Omega$$

или

$$f_1 - f_r = \Omega$$

где f_0 - частота, на которую настроен частотный детектор 9. Для устойчивой работы дискриминатора полосу пропускания усилителя 5 следует выбрать несколько шире, чем расстояние между горбами характеристики частотного детектора 9.

Настройка и контроль характеристик дискриминатора проводились по блок-схеме, изображённой на рис.II. Цифрами на блок-схеме обозначены следующие элементы: клистронный генератор I, волномер 2, согласованная нагрузка 3, ферритовый вентиль 4, модулятор 5, смесительная головка гетеродинного частотомера 6, гетеродинный частотомер 7, 8, фильтр низкой частоты 9, двухлучевой осциллограф I0, усилитель постоянного тока II, частотный детектор I2, усилитель промежуточной частоты I3, эталонный резонатор I4, смеситель I5, фазовращатель I6, ферритовый вентиль I7, генератор пилообразного напряжения I8.

В качестве стабилизированного генератора I был использован отражательный клистрон 3-х сантиметрового диапазона, модулятор и смеситель были собраны на двойных волноводных тройниках, в одно из плечей которых включались детекторы. Могут быть использованы и другие типы модуляторов и смесителей. Усилитель промежуточной частоты работал на частоте 30 мгц, имея при полосе пропускания 4 мгц максимальный коэффициент усиления $\sim$ 80 дб. Частота клистронного генератора измерялась при помощи гетеродинного частотомера 7, 8. Волномер 2 использовался при настройке. В качестве частотного детектора был использован дискриминатор на взаимно расстроенных контурах, с расстоянием между горбами частотной характеристики около I мгц.

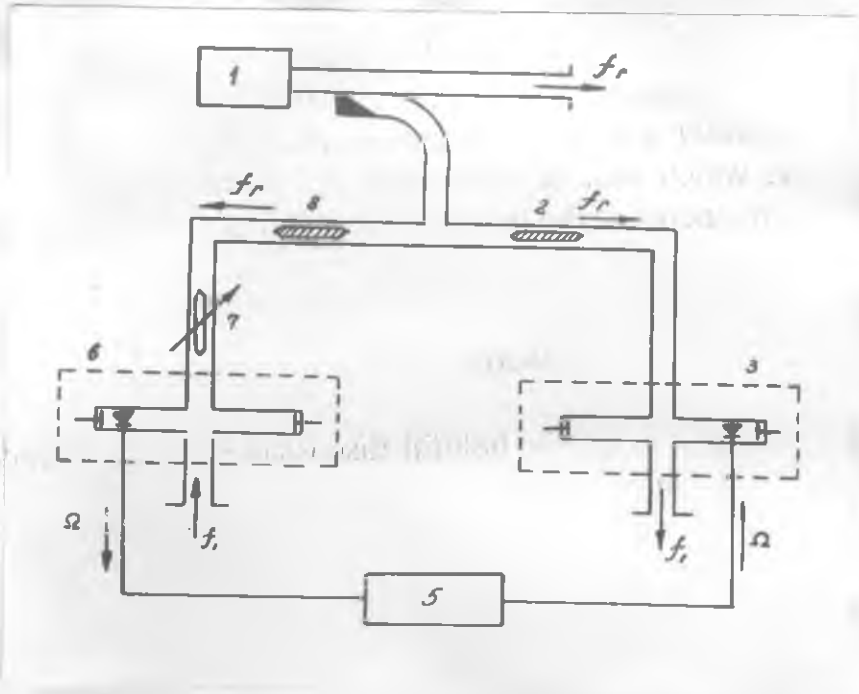


Рис.IO. Усилитель СВЧ, входящий в состав дискриминатора.

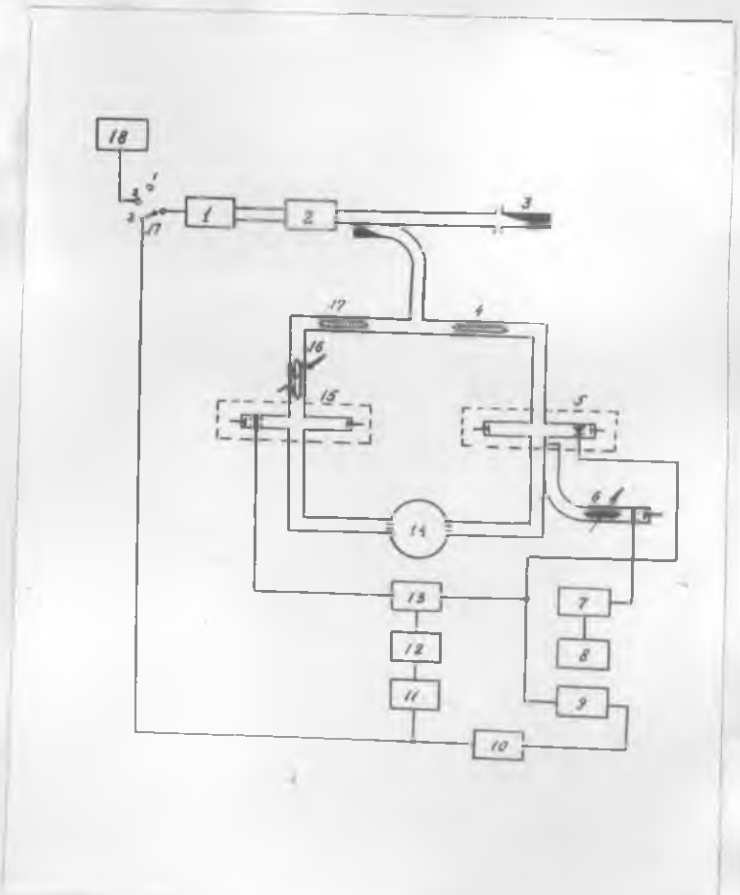


Рис.II. Схема контроля характеристик и настройки дискриминатора с самовозбуждением на промежуточной частоте.

При добротности эталонного резонатора $1{,}5\ 10^4$ коэффициент стабилизации составил величину около $3\ 10^2$. При перестройке на другую частоту необходима добавочная регулировка только фазовращателя.

Дискриминаторы с сигналом ошибки на промежуточной частоте, описанные в двух предыдущих параграфах отличаются простотой в настройке и хорошими диапазонными качествами, обеспечивая в то же время высокий коэффициент стабилизации. Особо следует отметить своеобразие в получении сигнала ошибки в дискриминаторе с самовозбуждением на промежуточной частоте. В этом дискриминаторе вообще отсутствует вспомогательный модулирующий генератор, и тем самым преодолен один из факторов, который в значительной степени мешал широкому распространению дискриминаторов подобного типа.

Таким образом в I части рассмотрена работа основных элементов СВЧ систем с высокой стабильностью частоты, от которых эта стабильность зависит. Показано, что в каждом из них заложены возможности повышения стабильности частоты СВЧ генераторов, показаны пути реализации этих возможностей и даны конкретные рекомендации.

Полученные в I части результаты основаны на использовании методов, давно ставших неотъемлемой частью физики и техники СВЧ.

Однако, использование явления сверхпроводимости и криогенной техники, которые нашли до сих пор малое распространение, позволяет качественным образом улучшить параметры систем стабилизации частоты в области СВЧ диапазона. Рассмотрению вопросов повышения стабильности частоты СВЧ генераторов с использованием явления сверхпроводимости и криогенной техники и посвящена II часть работы.

Ч А С Т Ь II .

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ЯВЛЕНИЯ СВЕРХПРОВОДИМОСТИ ДЛЯ СТАБИЛИЗАЦИИ ЧАСТОТЫ В ОБЛАСТИ СВЧ-ДИАПАЗОНА

Г Л А В А I .

СВЕРХПРОВОДЯЩИЕ РЕЗОНАТОРЫ

При разработке источников с высокой стабильностью частоты решающее значение имеет добротность и эталонность используемых резонансных систем /9-II/. В области СВЧ-диапазона увеличение добротности может быть достигнуто путем понижения температуры резонаторов, что довольно просто осуществить путем погружения их в криогенные жидкости (жидкий азот, водород, гелий и др.). Погружение в кипящие криогенные жидкости позволяет не только получить увеличение добротности, но также дает возможность существенно повысить эталонные качества резонансных систем. Это связано с тем, что, с одной стороны, при низких температурах, и особенно при температуре жидкого гелия, коэффициент теплового расширения значительно меньше, чем при высоких; с другой стороны, температура кипения жидкостей может быть застабилизирована с высокой степенью точности /86/.

Чтобы понять, какие принципы должны быть положены в основу конструирования высокодобротных СВЧ-резонансных систем, работающих при низких температурах, важно знать зависимость поверхностного импеданса металла, из которого выполняется резонатор, от температуры. Знание этой зависимости дает ответ, во-первых, на то, какой металл и при каких температурах необходимо использовать для получения максимальных добротностей; во-вторых, если при обычных температурах величиной возмущения резонансной частоты обусловленной реактивной составляющей поверхностного импеданса, обычно можно пренебречь, то для сверхпроводящих резонаторов такое пренебрежение становится недопустимым /49/. Это связано с тем, что реактивная составляющая поверхностного импеданса зависит от температуры, а,следовательно, эта зависимость будет перенесена и на резонансную частоту самого резонатора.

Этот факт необходимо учитывать при конструировании систем стабилизации частоты, в которых используются сверхпроводящие резонаторы. Известно, что на постоянном токе сопротивление чистого нормального металла путем понижения температуры может быть сделано сколь угодно малым. Однако это не так на переменном токе. Рассмотрим вопрос о том, каким образом зависит от температуры поверхностное сопротивление нормального металла.

§ I. Аномальный скин-эффект в нормальных металлах.

Поверхностным сопротивлением металла принято называть отношение напряженности высокочастотного поля к величине тока. Действительная часть этого сопротивления и определяет те активные потери на единицу площади металла, которые происходят при протекании высокочастотных токов. Если принять направление тока за ось z, а нормаль к поверхности за ось x и считать, что распределение тока остается неизменным вдоль осей y и z, то для плоского проводника из уравнений Максвелла можно записать распределение плотности тока

$$\frac{\partial^2 i_z}{\partial x^2} = j\omega\mu\sigma\, i_z = \tau^2 i_z \qquad (2.1)$$

где $\tau^2 = j\omega\mu\sigma$ или $\tau = (1+j)\sqrt{\pi f \mu\sigma}$

i_z – плотность тока,

μ – магнитная проницаемость,

σ – объемная проводимость металла при данной температуре.

Из (2.1) получаем:

$$\frac{i_z}{i_0} = e^{-\tau x} = i_0 e^{-\frac{x}{\delta}} e^{-j\frac{x}{\delta}} \qquad (2.2)$$

где δ – глубина скин-слоя, определяемая соотношением

$$\delta = \left(\frac{1}{\sigma \mu \omega}\right)^{1/2}$$

Общий ток, текущий по проводнику на единицу ширины запишется

$$J_z = \int_0^\infty i_z \, dx = \int_0^\infty i_0 e^{-(1+j)\frac{x}{\delta}} dx = \frac{i_0 \delta}{(1+j)} \qquad (2.3)$$

Напряженность электрического поля на поверхности проводника соответствует плотности тока на поверхности

$$E_{z0} = \frac{i_0}{\sigma} \qquad (2.4)$$

Из (2.3) и (2.4) получаем:

$$Z_s = \frac{E_{z0}}{J_z} = \frac{1+j}{\sigma \delta} = R_s + jX$$

На основании этого соотношения легко получить простую связь между толщиной скин-слоя и поверхностным сопротивлением:

$$R_s = \frac{1}{\sigma \delta} = \sqrt{\frac{\pi f \mu}{\sigma}} \qquad (2.5)$$

Из соотношения (2.5) видно, что $R_s \sim f^{1/2}$.

Эти результаты соответствуют классической теории скин-эффекта и справедливы при относительно высоких температурах, когда выполняется закон Ома.

При низких температурах такое описание становится несправедливым, т.к. закон Ома в этом случае не дает правильной связи между высокочастотными полями и токами. Это связано с тем, что средняя длина свободного пробега электронов в металле становится больше классической величины толщины скин-слоя. В работе /46/ дан детальный анализ явлений, приводящих к аномальному скин-эффекту. Электромагнитная волна, проходящая в металле рас-

стояние δ изменяется по амплитуде в $\frac{1}{e}$ раз, а ее фаза запаздывает при этом на I рад. При комнатных температурах электронный газ в металле можно рассматривать как вязкую жидкость, для которой выполняется закон Ома. Это связано с тем, что процессы столкновения электронов имеют место на расстояниях в сотни раз меньше величины δ, а изменение амплитуды и фазы высокочастотного поля за время между двумя столкновениями оказывается пренебрежительно малым. При понижении температуры длина свободного пробега растет, а глубина скин-слоя δ уменьшается. В конце концов может наступить такой момент, когда $\ell = \delta$ и, наконец, $\ell >> \delta$. Очевидно, что в этом случае не может существовать локальная связь между током и напряженностью поля. Иными словами закон Ома теряет силу и соотношение (2.I не выполняется, а распределение поля в проводнике перестает быть экспоненциальным. Это явление получило название аномального скин-эффекта. В работе /47/ дана простая физическая картина процессов, которые происходят при этом в металле при низких температурах. Подробное исследование этого вопроса содержится в работе /46/. Основной результат этих исследований заключается в том, что даже для металлов исключительно высокой чистоты величина поверхностного сопротивления на СВЧ не уменьшается при уменьшении температуры ниже определенного предела, несмотря на то, что величина проводимости по постоянному току σ при этом может возрастать.

Величина поверхностного сопротивления на СВЧ достигает асимптотического значения R_∞ . Зависимость R_∞ от частоты имеет характер $f^{2/3}$. Так, например, для меди на частоте 3000 мгц величина R_∞ уменьшается на величину ~ 7 раз по отношению к значению поверхностного сопротивления при комнатной температуре.

Из сказанного выше становится очевидным тот факт, что простым понижением температуры резонаторов, выполненных из нормальных металлов нельзя получить существенного повышения их добротности на СВЧ.

§ 2. Поверхностный импеданс сверхпроводников.

Первые измерения поверхностного импеданса олова на сверхвысоких частотах были выполнены в работе /45/ в 1940 г. После этого было выполнено большое количество работ по исследованию поведения сверхпроводников как на высоких, так и на сверхвысоких частотах. Параллельно с экспериментальными работами велись теоретические исследования по данному вопросу. Результатом этих работ явилось создание феноменалогических моделей, которые удовлетворительно описывали поведение сверхпроводников на высоких частотах. Позже была создана микроскопическая теория *BCS* (*J. Bardeen, L. Cooper, J.R. Schrieffer*). Теория *BCS* дает возможность расчитывать общие свойства сверхпроводников /52, 54/.

Известно, что на постоянном токе у сверхпроводников практически полностью отсутствует сопротивление, однако это не так на переменном токе. На рис. 12 показана зависимость поверхностного сопротивления алюминия от температуры и частоты /51; 53/. На оси ординат здесь отложена величина γ - отношение поверхностного сопротивления вещества в сверхпроводящем состоянии к

соответствующему значению в нормальном состоянии (при температуре сверхпроводящего перехода T_c), а по оси абсцис – приведенная температура $\frac{T}{T_c}$. Как видно из рисунка при нулевой частоте сопротивление вещества исчезает. При повышении же частоты и при температуре отличной от нуля сопротивление оказывается конечным. И уже в районе частот 76.0 – 85.5 Ггц. Даже при температуре абсолютного нуля имеется остаточное сопротивление. При этом, как видно из рисунка, остаточное поглощение растет с повышением частоты, и в дальней инфракрасной области нет различия между сверхпроводником и обычным металлом.

Остаточное сопротивление при температуре абсолютного нуля на частотах выше 76 Ггц, можно объяснить квантовыми эффектами, связанными с прямым возбуждением электронов через энергетическую щель. Согласно теории /52/ поглощение начинается при выполнении равенства $h\nu = 3.54 \kappa T_c$. Следует отметить, что поведение других сверхпроводников полностью аналогично тому, что имеет место для алюминия.

Из рис. I2 следует, что при достаточно низких частотах и температурах поверхностное сопротивление может быть гораздо ниже, чем в нормальном состоянии. Следовательно, резонаторы, выполненные из сверхпроводящего материала, будут иметь гораздо более высокие добротности, чем резонаторы из нормальных металлов.

Реактивная составляющая поверхностного сопротивления также является функцией температуры и частоты. На рис, I3 показано смещение резонансной частоты резонатора, выполненного из олова, для работы на частоте 9,2 Ггц за счет зависимости от температуры реактивной составляющей поверхностного сопротивления /49/. Пун-

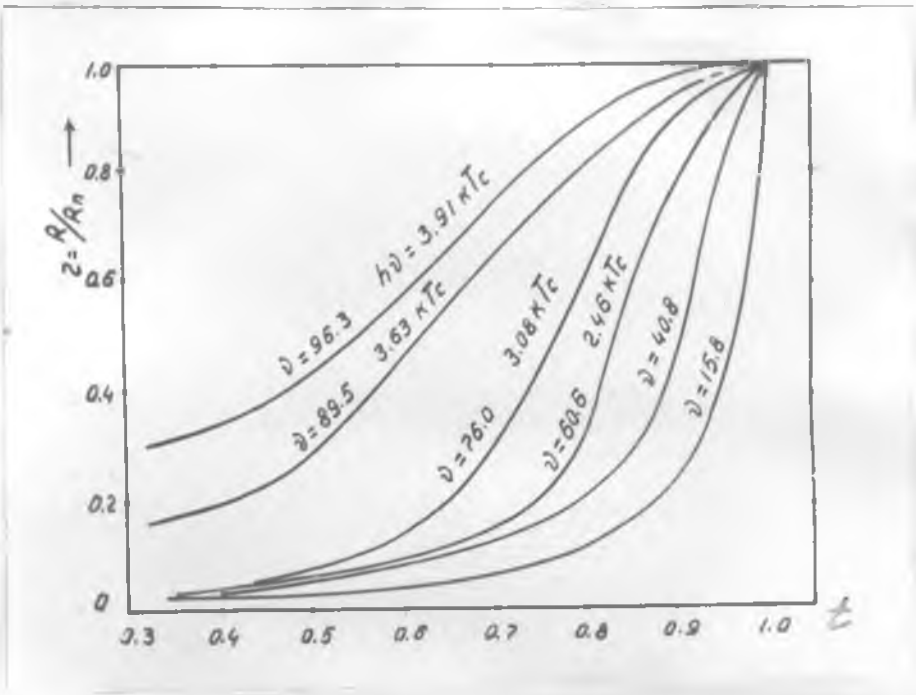


Рис. I2. Зависимость поверхностного сопротивления алюминия от температуры и частоты.

ктирной линией указана соответствующая кривая зависимости поверхностного активного сопротивления. Как видно из рисунка скорость смещения резонансной частоты с уменьшением температуры становится меньше. Поэтому, для получения малой зависимости собственной частоты резонатора от температуры следует работать при достаточно низких значениях приведенных температур.

Качественно поведение поверхностного импеданса сверхпроводника можно понять из двухжидкостной модели сверхпроводника /50/. Двухжидкостная модель предполагает, что при температуре сверхпроводящего перехода все электроны находятся в нормальном состоянии. При дальнейшем уменьшении температуры происходит увеличение количества сверхпроводящих электронов и при температуре абсолютного нуля все электроны становятся сверхпроводящими. В стационарных полях в переносе электрических зарядов участвуют только сверхпроводящие электроны, они же эффективно экранируют нормальные. При воздействии на сверхпровод-

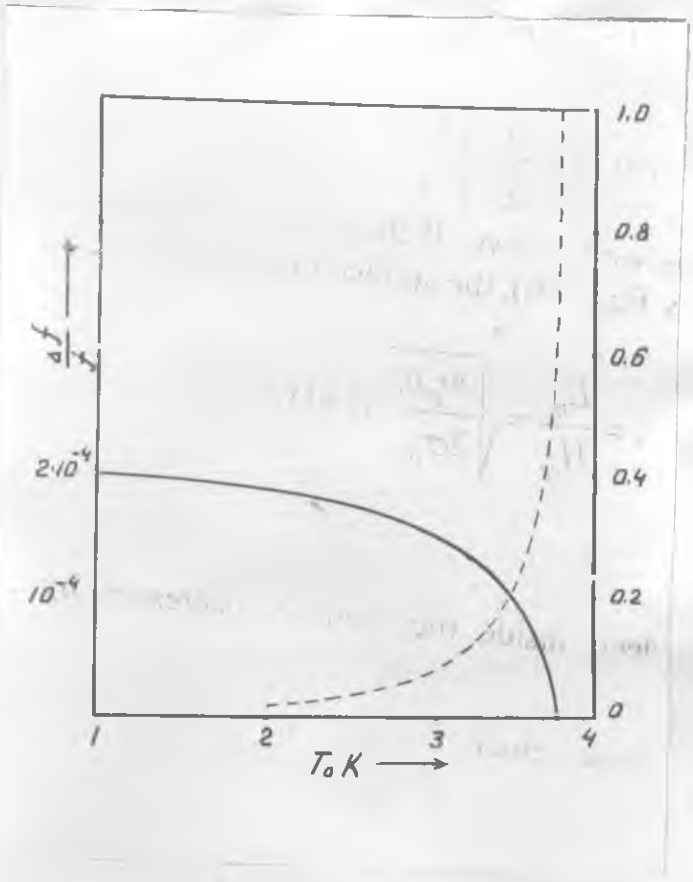


Рис. I3. Смещение резонансной частоты резонатора за счет температурного изменения реактивной составляющей поверхностного сопротивления.

ник переменных полей начинает сказываться инерционность сверхпроводящих электронов и экранирование нормальных электронов становится неполным. Этому явлению и обязано наличие потерь в сверхпроводниках на переменном токе. Правда, этот простой механизм несколько упрощенно рассматривает процессы, происходящие в сверхпроводниках на высоких частотах и не объясняет квантовых эффектов, которые наблюдаются в том случае, когда выполняется соотношение $h\nu \sim 3.5\,\kappa T_c$. Однако он дает правильное качественное представление о поведении активного поверхностного сопротивления сверхпроводников на высоких частотах.

Температурная зависимость реактивной составляющей поверхностного сопротивления связана с изменением глубины проникнове-

ния поля в сверхпроводник с изменением температуры.

Если предположить, что электронный газ состоит из нормальных и сверхпроводящих электронов, то полная плотность тока в произвольной точке будет иметь две составляющие: нормальную, подчиняющуюся закону Ома и сверхпроводящую, подчиняющуюся соотношениям Лондона /45,50/:

$$\vec{j}_n = f_n \sigma \vec{E} \qquad (2.6)$$

$$\vec{j}_s = \frac{1}{\Lambda} \vec{E} \qquad (2.7)$$

$$\vec{j} = \vec{j}_n + \vec{j}_s \qquad (2.8)$$

где σ - проводимость при температуре сверхпроводящего перехода;

f_n - доля нормальных электронов при данной температуре;

Λ - параметр Лондона, равный $m/f_s n e^2$;

f_s - доля сверхпроводящих электронов при данной температуре;

m - эффективная масса электрона;

n - эффективное число сверхпроводящих электронов в единице объема;

Как f_s так и f_n являются функциями температуры и имеют вид:

$$f_n = t^4 \qquad (2.9)$$

$$f_s = 1 - t^4 \qquad (2.10)$$

$$t = \left(\frac{T}{T_c}\right)$$

Соотношения (2.9) и (2.10) не связаны с уравнением (2.8) и являются дополнительным предположением.

Полный ток для синусоидально меняющихся полей запишется

$$\vec{j} = \left(f_n \sigma + \frac{1}{j \omega \Lambda} \right) \vec{E} \qquad (2.11)$$

Значение этого тока можно подставить в уравнения Максвелла:

$$\left.\begin{aligned} \operatorname{rot} \vec{H} &= \frac{4\pi}{c} \vec{i} + \frac{\varepsilon_0}{c} \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} \\ \operatorname{rot} \vec{E} &= -\frac{1}{c} \frac{\partial \vec{H}}{\partial t} \end{aligned}\right\} \qquad (2.12)$$

Из (2.11) и (2.12) можно найти

$$\vec{H} = \vec{H}_0 e^{-\kappa x}$$

$$\vec{E} = \vec{E}_0 e^{-\kappa x}$$

$$\vec{i} = \vec{i}_0 e^{-\kappa x}$$

где $\vec{H}_0$, $\vec{E}_0$ и $\vec{i}_0$ - значения соответствующих величин при $X = 0$, а

$$\kappa = \frac{1}{R_L \sqrt{2}} \left[(g+1)^{1/2} + j (g-1)^{1/2} \right]$$

$$g = \left(1 + 4 \frac{R_L^4}{\delta^4} \right)^{1/2}$$

$$R_L = \left(\frac{c^2 \Lambda}{4\pi} \right)^{1/2} = \left(\frac{m c^2}{4\pi f_s n e^2} \right)^{1/2}$$

R_L - глубина проникновения поля в сверхпроводник.

$\delta = \left(\frac{c^2}{2\pi \omega f_n \sigma} \right)^{1/2}$ - глубина скин-слоя для нормальных элек-

тронов.

Как δ , так и $\mathcal{R}_L$ зависят от температуры.

Рассмотрим два предельных случая. Когда ω мало - $\frac{\mathcal{R}_L}{\delta} \ll 1$, $\kappa = \frac{1}{\mathcal{R}_L}$ и решением в этом случае служит функция $exp\left(-\frac{x}{\mathcal{R}_L}\right)$, т.е. имеет место проникновение стационарного магнитного поля в сверхпроводник. Когда ω велико - $\frac{\mathcal{R}_L}{\delta} \gg 1$, $\kappa = \frac{1+j}{\delta}$ и решением в этом случае служит функция $exp\left[-\left(\frac{1+j}{\delta}\right)x\right]$, т.е. имеет место распространение электромагнитного поля в обычном проводнике.

Таким образом видно, что имеется качественное согласие между теорией и экспериментом.

Решив уравнения (2.II) в общем виде, найдем величину поверхностного импеданса:

$$Z = \frac{4\pi\omega\mathcal{R}_L}{c^2 g^2\sqrt{2}}\left[(g-1)^{1/2} + j(g+1)^{1/2}\right] \qquad (2.I3)$$

Ограничимся в дальнейшем случаем не очень больших частот и довольно низких температур, когда $\frac{\mathcal{R}_L}{\delta}$ невелико, тогда:

$$(g-1) \simeq 2\left[\frac{\mathcal{R}_L(0)}{\delta_t}\right]^4 \frac{t^8}{(1-t^4)^2}$$

где $\mathcal{R}_L(0)$ - соответствующее значение $\mathcal{R}_L$ при $t=0$;

δ_t - значение δ при $t=1$.

Отношение поверхностных сопротивлений запишется в следующем виде:

$$Z = \frac{R_s}{R_t} = 2\left[\frac{\mathcal{R}_L(0)}{\delta_t}\right]^3 \frac{t^4}{(1-t^4)^{3/2}} \qquad (2.I4)$$

где R_t - поверхностное сопротивление при $t=1$.

Следует отметить, что выражение (2.I4) имеет довольно хорошее

согласие с полуэмпирическим соотношением, полученным Пиппардом, которое в области температур $0{,}4 < t < 0{,}8$ для частот от нескольких сотен до нескольких тысяч мгц имеет вид /48/.

$$z = A(f) \cdot F(t) + z_0 \tag{2.15}$$

где $z = \frac{R_s}{R_t}$; $R_t \sim f^{2/3}$;

$$F(t) = \frac{t^4(1-t^2)}{(1-t^4)^2} \tag{2.16}$$

В выражении (2.15) слагаемое z_0 соответствует остаточному сопротивлению экстраполированному при $T = 0$. Это остаточное сопротивление обусловлено либо примесями, либо дефектами кристаллической структуры на поверхности сверхпроводника.

Член $A(f)$ в выражении (2.15) для всех чистых металлов является функцией частоты и для частот порядка нескольких Ггц можно считать, что $A(f) \sim f^{4/3}$.

Таким образом из соотношения (2.15) следует, что зависимость R_s от частоты носит характер

$$R_s \sim f^{2} \tag{2.17}$$

Следует отметить, что выражение (2.14) имеет такой же функциональный вид, как и уравнение (2.15), т.е. вид $A(f) \cdot F(t)$

Однако, хотя и имеется качественное соответствие, количественно эти соотношения не совсем эквивалентны.

Вид функции $F(t)$ в соотношении (2.15) несколько отличен, а ее величина, примерно, в два раза меньше, чем это следует из уравнения (2.14). Кроме того, в уравнении (2.14) величина, эквивалентная функции $A(f)$ имеет частотную зависимость вида $f^{3/2}$, однако, на самом деле, вид частотной зависимости значительно более пологий, чем в предельном случае низких частот

Однако, несмотря на это несоответствие, соотношение (2.I4 оказывается очень полезным, т.к. дает возможность качественно понять поведение сверхпроводников в высокочастотных полях.

§ 3. Влияние магнитного поля на величину поверхностного сопротивления.

Если на вещество, находящееся в сверхпроводящем состоянии наложить постоянное магнитное поле, то после достижения определенной величины этого поля при данной температуре сверхпроводник перейдет в нормальное состояние. Поле, при котором происходит переход их сверхпроводящего состояния в нормальное, зависит от температуры и называется критическим. Зависимость критического поля от температуры для данного сверхпроводника имеет простой вид:

$$H_c = H_c(0)\left(1 - t^2\right)$$

где $H_c(0)$ - значение критического поля при нуле температур.

Для свинца значение $H_c(0) = 800$ э. , а для ниобия - $H_c(0) = 1900$ э. . При температуре 4,2°К эти величины соответственно равны 500 и I400 эрстед.

На первый взгляд может показаться, что небольшие поля порядка земного не могут сказываться на добротности сверхпроводящих резонаторов. Однако, как показали результаты работы /70/ применение дополнительной магнитной экранировки позволяет существенно повысить добротность резонаторов. Этот факт можно объяснить, если предположить, что в момент перехода в сверхпроводящее состояние в резонаторе на различных деффектах "замораживается" магнитный поток. Таким образом, некоторая, хотя и очень малая,

часть проводящей поверхности резонатора может находится в нормальном состоянии, тем самым увеличивая потери в резонаторе. Чем больше поле, в котором происходит охлаждение резонатора, тем больше нормальные области и тем больше потери. Из этого следует, что для получения максимальных добротностей, резонатор необходимо перед охлаждением экранировать даже от магнитного поля Земли.

Таким образом, из всего сказанного выше можно сделать следующие выводы.

Для получения максимальных добротностей в области СВЧ-диапазона, резонаторы должны выполняться из сверхпроводящих металлов, причем необходимо работать при возможно более низком значении $t = \frac{T}{T_c}$. Работа при малых значениях t необходима еще и с точки зрения стабильности параметров резонатора, т.к. при этом, как видно из рис. I3, реактивная составляющая поверхностного сопротивления слабо зависит от температуры. Поэтому для изготовления резонаторов должны выбираться металлы с возможно большим значением T_c . С этой точки зрения наиболее подходящим являются ниобий и свинец. Однако свинец, хотя и обладает более низкой температурой перехода, предпочтителен с технологической точки зрения. Сверхпроводящие резонаторы желательно перед охлаждением экранировать даже от слабых магнитных полей. Рабочая частота резонатора должна выбираться из условия $h\nu < 3.54 \kappa T_c$.

В работах /55-76, 80-82, 9I-93/ приведены результаты, касающиеся вопросов изготовления и исследования параметров сверхпроводящих резонаторов. Основное внимание в этих работах уделено вопросам использования сверхпроводящих резонан-

сных систем в ускорительной технике. Недостаточно полно освещены также вопросы, касающиеся технологии изготовления, измерения добротностей и резонансных частот сверхпроводящих резонаторов.

Нами проведены исследования различных методов изготовления сверхпроводящих резонаторов с целью выяснения возможностей каждого из них. Рассмотрены вопросы вакуумизации сверхпроводящих резонансных систем с целью получения резонаторов, обладающих высокими эталонными качествами. Проведены также исследования, касающиеся вопросов измерения добротностей и резонансных частот таких резонаторов. Ниже приведены результаты этих исследований.

§ 4. Методы изготовления сверхпроводящих резонаторов.

Материалом для изготовления сверхпроводящих резонаторов служил свинец со следующим максимальным содержанием примесей (в процентах):

Серебро	0,001
Медь	0,001
Железо	0,001
Олово	0,002
Мышьяк	0,002
Сурьма	0,004.

Свинец предварительно переплавливался в вакууме на специальной установке, которая при наличии в ней расплавленного свинца обеспечивала вакуум около 5.10^{-2} мм рт. ст. Во время переплавки расплавленный свинец через отверстие диаметром в I мм перетекал из верхнего тигля в нижний. Это давало возможность получить однородную отливку, т.к. весь окисел оставался в верхнем тигле. Для того, чтобы в заготовке не образовались усадочные раковины, после выплавки дно нижнего тигля охлаждалось проточной водой, которая

протекала через специальный резервуар, являющийся частью дна тигля. Таким образом, кристаллизация начиналась снизу и быстро распространялась к верхней части расплава. Это позволило получить однородные отливки без раковин. Брак при таком способе переплавки отсутствовал. Опыт показал, что перед охлаждением дна тигля водой, в установку следует напустить атмосферу; качество свинцовых заготовок при этом получается выше, т.к. атмосфера создает дополнительное давление, при котором свинец и застывает.

Метод механической обработки.

Самым простым, хотя и не наилучшим, является способ изготовления сверхпроводящих резонаторов методом вытачивания их на токарном станке /59,66,91/. Резонаторы вытачивались из свинцовой заготовки, выплавленной по вышеуказанной технологии, с применением в качестве смазки керосина. Конечная обработка поверхности производилась за один установ резца при минимальной его подаче. Кончик резца слегка закруглялся. При обработке основное внимание уделялось тому, чтобы стружка из-под резца не попадала на чистовую поверхность резонатора.

Выточенный таким образом резонатор, тщательно промывался в бензине, а затем химически полировался. Состав раствора, применяемого для химического полирования, следующий:

Уксусная кислота ледяная - 80 %

Перекись водорода - 20 %

Проценты указаны по объему.

Перед полировкой свинцовый резонатор погружался в 20 % раствор щелочи при комнатной температуре на 5-10 минут, затем тщательно промывался в проточной воде и погружался в полирующий раствор. Периодически вынимая резонатор из раствора, определя-

ют конец процесса полировки. При этом на поверхности не должно оставаться беловатых разводов или пятен, вся поверхность должна иметь зеркальный блеск. После окончания процесса полировки резонатор, как можно быстрее, помещают под струю проточной воды, в которой резонатор должен промываться в течение 2-3 минут. Затем следует промывка в дистиллированной воде и обязательной конечной операцией является промывка в этиловом спирте. Поверхность свинцового резонатора, отполированная таким способом, имеет зеркальный блеск и долгое время не тускнеет даже на открытом воздухе.

Если полировка не удалась с первого раза, то весь процесс следует повторить.

Резонатор, изготовленный таким образом, показан на рис.14

Метод вакуумного литья

Для изготовления резонаторов методом вакуумного литья использовалась та же установка, что и для выплавки свинцовых болванок.

В верхний тигель загружался свинец, вес которого был предварительно рассчитан. В нижнем тигле закреплялась дюралюминиевая заготовка рис. 15, которая по форме и внешним размерам соответствовала внутренней полости резонатора. Заготовка состоит из трех частей: трубок - 1, крышки - 2 и корпуса - 3. Трубки ввинчиваются в крышку на резьбе. Заготовка выполняется пустотелой для более быстрого ее вытравливания после отливки. Перед отливкой дюралюминиевая заготовка механически полируется, промывается в бензине и обезжиривается в течение нескольких минут в растворе едкого натра в воде (концентрация раствора 50 г/л) при температуре 50-60^{0}С. После промывки в проточной воде заготовка химически полируется в следующем растворе:

Ортофосфорная кислота - 75 %

Серная кислота - 25 %

Проценты указаны по весу.

Время полировки составляет 5-I0 минут, температура раство ра 90-I00°С. После этого заготовка тщательно промывается в проточной воде, затем в дистиллированной и, наконец, в спирте.

Рис. I4. Сверхпроводящий резонатор, изготовленный методом токарной обработки.

Подготовленная таким образом заготовка подвешивалась в нижнем тигле вакуумной установки так, что во время заливки ее свинцом, расплавленный свинец не попадал в отверстия трубок I рис. I5. Процесс заливки и охлаждения заготовки проходил так же, как и при выплавке сплошных заготовок. Наводящие трубки для коаксиалов, выполненные из латуни, надевались непосредственно на трубки I так, чтобы их нижний край не доходил до крышки заготовки на I0 мм. Нижняя часть наводящих трубок предварительно залуживалась. Таким образом, после заливки заготовки свинцом они оказывались впаянными в тело резонатора. После охлаждения свинцовая

болванка погружалась на несколько суток в раствор щелочи (концентрация 100 г/л) до полного вытравливания дюралюминиевой заготовки. Конец процесса вытравливания можно определить по моменту полного прекращения газовыделения из отверстий наводящих трубок.

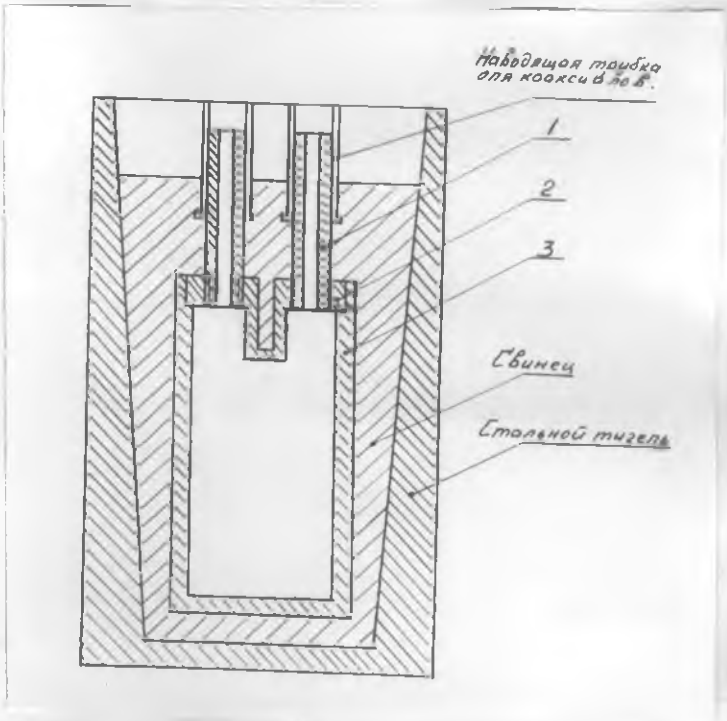


Рис. 15. Схема заливки свинцом дюралюминиевой заготовки.

После вытравливания внутренняя полость резонатора тщательно промывается дистиллированной водой и спиртом.

Резонатор, изготовленный таким способом, оказывается сплошным рис. 16, что является большим преимуществом данного метода /40, 77/.

Электролитический метод

Для электролитического осаждения свинца использовался азотнокислый и борфтористоводородный электролиты.

Резонаторы, на которые электролитическим способом наносился свинец, изготавливались из меди или латуни с последующей полировкой поверхности. Основной подготовительной операцией пе-

ред покрытием является обезжиривание. От качества обезжиривания в большой степени зависит качество покрытия и прочность сцепления нанесенной пленки свинца с основой резонатора. Существует довольно много методов обезжиривания поверхностей металлов /85/. В данном случае использовался следующий способ обработки поверхности перед покрытием.

Поверхность, на которую в дальнейшем наносился свинец, протиралась кашицей из венской извести и тщательно промывалась в проточной воде.

Затем резонатор обезжиривался химическим или электрохимическим способом. Способ химического обезжиривания оказался более приемлемым, т.к. при электрохимическом обезжиривании не исключена возможность наводораживания поверхности резонатора, после чего свинцовое покрытие оказывается недоброкачественным, а в некоторых случаях свинец вообще не садится на отдельные участки подготовленной таким образом поверхности.

Состав и режим работы обезжиривателей следующий:

<u>химический обезжириватель:</u>

фосфорнокислый натрий трехзамещенный	30-35 г/л
углекислый натрий	20-25 г/л
жидкое стекло	5-10 г/л
температура раствора	80°С
время обезжиривания	10 мин.

<u>электрохимический обезжириватель:</u>

фосфорнокислый натрий трехзамещенный	15 г/л
углекислый калий	15 г/л
жидкое стекло	2 г/л
плотность тока	1 а/дм^2

температура раствора 60-70°С

время обезжиривания 5 мин.

анод никелевый.

После обработки резонатора в обезжиривателе следовала тщательная промывка в проточной воде, а затем в течение I-й минуты резонатор декапировался в 50 % растворе соляной кислоты, тщательно промывался и после этого завешивался в ванну для электролитического покрытия.

В качестве электролитов, как уже указывалось, использовали азотнокислый и борфтористоводородный электролиты. Их состав и режим работы следующий /40, 84/.

Азотнокислый электролит:

азотнокислый свинец - 0,2 нормальный раствор,

азотная кислота - 0,3 нормальный раствор,

лейконоль 0,5 % по объему

температура электролита I8-23°С

плотность тока 0,5 а/дм^2.

Борфтористоводородный электролит:

борфтористоводородный свинец - 400 г/л,

столярный клей - 0,2 г/л,

pH (максимум) - I.0

температура раствора 20-25°С

плотность тока 0,5-2 а/дм^2.

Во время работы с борфтористоводородным электролитом нужно обязательно контролировать pH и при необходимости корректировать состав электролита. Для уменьшения pH в раствор добавляют небольшое количество борфтористоводородной кислоты (HBF_4).

Обязательной операцией после электроосаждения свинца является тщательная промывка поверхности сначала в дистиллированной

воде, а затем в этиловом спирте.

Качество электроосажденной поверхности из борфтористоводородного электролита лучше, чем поверхности осажденной из азотного электролита. Покрытия, осажденные из борфтористоводородного электролита имеют мелкозернистую структуру с зеркальным блеском и длительное время не темнеют даже на воздухе.

СРАВНИТЕЛЬНАЯ ОЦЕНКА МЕТОДОВ

Измерения добротности сверхпроводящих резонаторов проводились на цилиндрических резонаторах с типом колебаний H_{01n}. Для разнесения H_{01n} и E_{11n} видов колебаний крышки резонаторов выполнялись фигурными рис. 17-19. Измерения проводились при значении коэффициента связи $\beta << 1$, поэтому измеренные значения добротности близки к значению собственной добротности резонаторов.

Значения измеренной добротности для резонаторов, выполненных различными методами, приведены в таблице 2-I.

Таблица 2-I

№ № п/п	Метод изготовления	Тип колебаний		
1	2	3	4	5
1.	Токарная обработка с последующей химической полировкой	H_{012}	$5\ 10^6$ $8\ 10^6$	$4{,}2^0$K 2^0K
2.	Метод литья в вакууме с последующей химической полировкой	H_{012}	$7\ 10^6$ $3\ 10^7$	$4{,}2^0$K 2^0K
3.	Корпус резонатора изготовлен методом электроосаждения в азотнокислом электролите, крышки выточе-			

I	2	3	4	5
	ны на токарном станке с последующей химической полировкой	Ho13	I,2 10^7 I,9 10^7	4,2°K 2°K
4.	Корпус резонатора изготовлен методом электроосаждения в борфтористоводородном электролите, крышки выточены на токарном станке с последующей химической полировкой	Ho13	3 10^7 4 10^7	4,2°K 4,2°K
5.	Корпус и крышки резонатора изготовлены методом электроосаждения в азотнокислом электролите	Ho13	I,8 10^7 3 10^7	4,2°K 2°K
6.	Корпус и крышки резонатора изготовлены методом электроосаждения в борфтористоводородном электролите	Ho13	7 10^7 2 10^8	4,2°K 2°K

Примечание:

Данные, приведенные в таблице, соответствуют значениям добротности, измеренным для резонаторов в 3-х сантиметровом диапазоне длин волн. При измерениях резонаторы были экранированы от магнитного поля Земли при помощи экранов из трансформаторной стали, которые помещались снаружи дьюара.

Как видно из таблицы 2-I, наилучшие результаты дает метод электроосаждения свинца из борфтористоводородного электролита.

§ 5. Конструкции вакуумированных сверхпроводящих резонаторов.

Для создания на базе сверхпроводящих резонаторов резонансных систем, обладающих высокой эталонностью, такие резонаторы необходимо вакуумировать /40, 76/. Это связано, в первую очередь с тем, что, во-первых, диэлектрическая проницаемость жидкого ге

Рис. I6. Резонатор, изготовленный методом вакуумного литья.

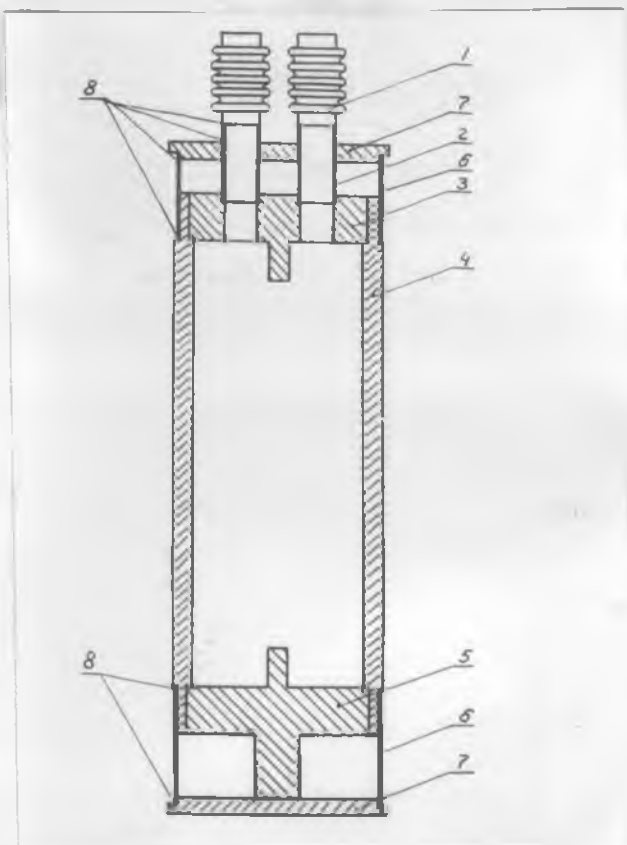


Рис. I7. Резонатор, вакуумированный при помощи пайки.

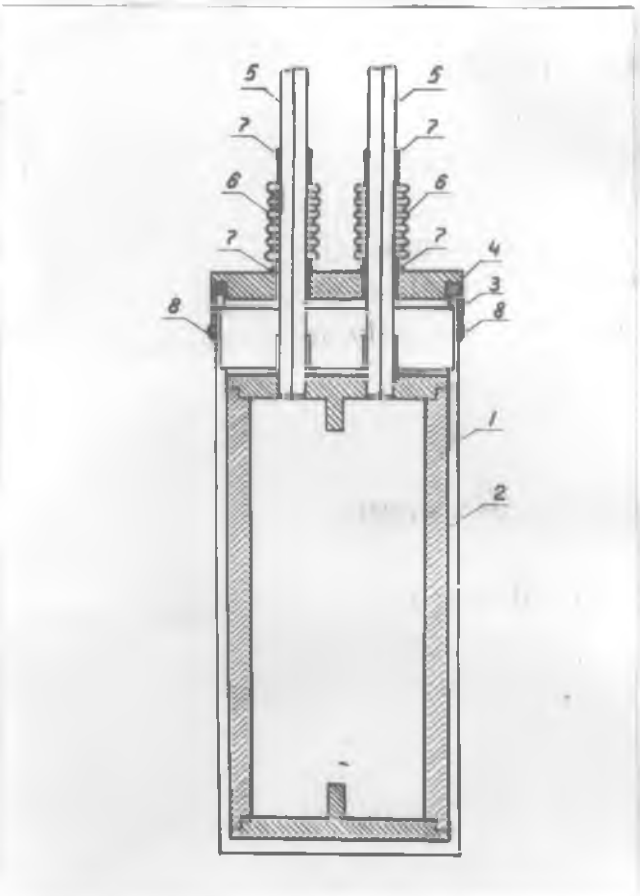


Рис. I8. Резонатор в вакуумном стакане.

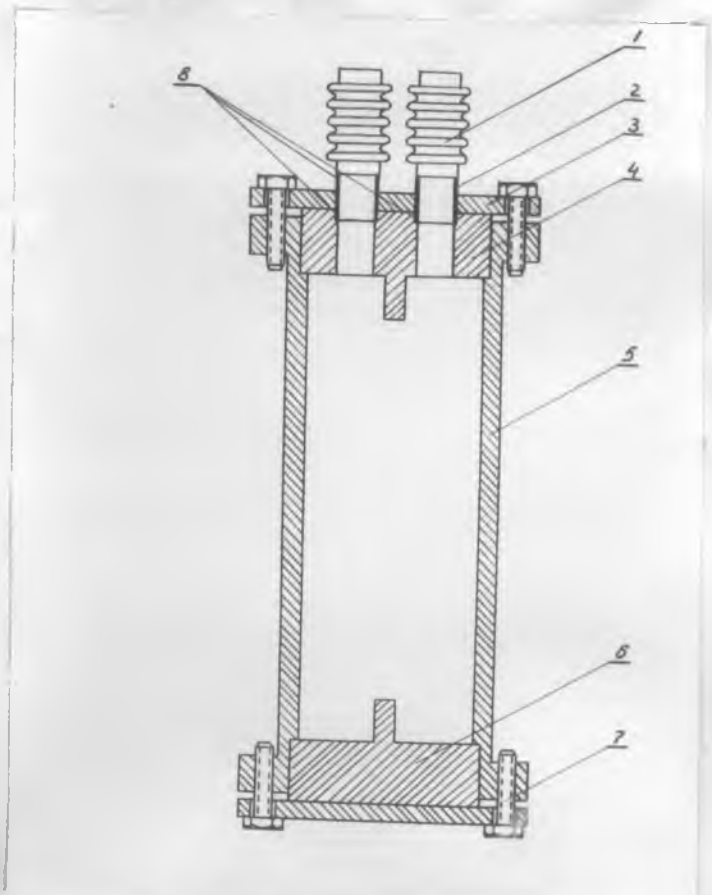


Рис. I9. Резонатор, вакуумированный методом сжатия.

лия зависит от температуры, а, во-вторых, при кипении в объеме жидкого гелия образуются пузырьки газообразной фазы, что приводит к хаотическому изменению диэлектрической проницаемости.

Конструкции вакуумированных сверхпроводящих резонаторов показаны на рис. 17 - 19.

На рис. 17 изображен резонатор, который вакуумировался при помощи пайки. Цифрами на рисунке обозначены следующие элементы: 1 - сильфоны, 2 - направляющие трубки для коаксиалов, 3 и 5 - верхняя и нижняя крышки, 6 - тонкостенные латунные кольца, 7 - заглушка, 8 - места вакуумной пайки. Последовательность сборки резонатора следующая: к корпусу 4 припаиваются тонкостенные латунные кольца 6 и затем внутренняя поверхность корпуса полируется, обезжиривается и покрывается свинцом. После этого вставляются верхняя и нижняя крышки и резонатор запаивается на вакуум с помощью заглушек 7. Затем в направляющие трубки 2 вставляются коаксиалы, к которым припаиваются сильфоны 1. Такая конструкция и последовательность сборки резонатора была применена для того, чтобы во время пайки случайно не перегреть свинцовые поверхности.

Коаксиалы вакуумировались в верхней части при помощи стеклянных "слезок". Откачка резонатора производилась через сосок, припаянный к обоим коаксиалам вне дьюара при помощи переходной втулки.

Для уменьшения теплопритока в гелиевую ванну коаксиалы выполнены из тонкостенной нейзильберовой трубки, диаметр которой 8 мм. В качестве центрального проводника использована тонкостенная трубка из нержавеющей стали диаметром 0,75 мм. Фиксация центрального проводника осуществляется при помощи тефлоновых втулок.

Наличие сильфонов 1 позволяет при необходимости изменять

связь с резонатором.

На рис. I8 изображен резонатор, который вакуумируется также при помощи пайки. Однако в отличие от предыдущей, такая конструкция более благоприятна, т.к. позволяет полностью исключить возможность попадания флюса в полость резонатора во время запайки. Резонатор I помещен в стакан 2,высота которого несколько больше высоты резонатора. Сверху стакан закрывается крышкой 3, которая в своей внутренней части имеет паз, в который вкладывается резиновое кольцо 4. Через крышку 3 проходят коаксиалы, которые соединены с ней посредством сильфонов 6. К коаксиалам 5 и к крышке 3 сильфоны припаиваются на вакуум при помощи паек 7.

Сборка резонатора осуществляется в следующем порядке. После пайки сильфонов к крышке и к коаксиалам места паек 7 тщательно промываются как снаружи, так и изнутри. После этого крышка 3 одевается на стакан 2, в который предварительно помещается резонатор. При помощи специальных болтов крышка 3 прижимается к верхнему краю стакана 2 таким образом, что резинка 4 образует вакуумно-плотное соединение стакана 2 с крышкой 3. После этого накладывается вакуумная пайка 8. Стакан 2 при этом, во избежание перегрева резонатора I охлаждается проточной водой.

Откачка резонатора, как и в предыдущем случае, осуществляется через коаксиалы.

На рис. I9 изображен резонатор, который был вакуумирован при помощи плотного прижатия свинцовых крышек к корпусу резонатора, выполненного из латуни и покрытого свинцом электролитическим способом. Цифрами на рис. I9 обозначены следующие элементы: I- сильфоны, 2 - наводящая трубка для коаксиалов, 3 - прижимная крышка, 4 - верхняя крышка резонатора, 5 - корпус резонатора, 6 - нижняя крышка резонатора, 7 - болт, 8 - места вакуумной пайки

Так как крышки 4 и 6 выполнены из свинца, то при завинчивании болтов 7 крышки плотно прижимаются к корпусу резонатора, тем самым образуя вакуумноплотное соединение, которое остается вакуумноплотным и при гелиевой температуре. Для большей надежности такого уплотнения под болты 7 следует подкладывать пружинящие шайбы. Сборка резонатора производилась в следующем порядке. К верхней крышке резонатора припаиваются на вакуум наводящие трубки для коаксиалов 2. Затем рабочая поверхность крышки химически полируется. После этого в наводящие трубки вставляются коаксиалы, к которым на вакуум припаиваются сильфоны I. Крышки 4 и 6 вставляются в корпус резонатора и прижимаются к нему болтами 7. При этом не должно возникать перекосов крышек.

Следует отметить, что такая конструкция резонатора позволяет путем подтяжки болтов 7 в некоторых пределах перестраивать частоту резонатора в сторону ее увеличения. Величина перестройки может достигать нескольких десятков мегагерц.

Из всех, описанных выше, конструкций наиболее удачной следует считать конструкцию резонатора, который изображен на рис. I8. На базе резонаторов такой конструкции во ФТИНТ АН УССР были выполнены источники 3-х сантиметрового диапазона с относительной нестабильностью $\sim 10^{-9} - 10^{-10}$.

Внешний вид вакуумированных резонаторов показан на рис.20.

§ 6. Некоторые методы измерения параметров сверхпроводящих резонаторов.

При измерении параметров сверхпроводящих резонаторов приходится иметь дело с измерением, с одной стороны, очень больших значений добротности (в зависимости от конструкции и назначения величина добротности может принимать значения от нескольких со-

тен тысяч до нескольких сотен миллионов), с другой стороны с измерением значения резонансной частоты резонатора. В тех случаях, когда резонатор предназначен для использования в системах стабилизации частоты значения его резонансной частоты необходимо измерять с высокой степенью точности, особенно в тех случаях, когда необходимо создать источник с наперед заданным значением частоты.

Рис. 20. Внешний вид вакуумированных резонаторов.

Были испробованы четыре метода измерения параметров сверхпроводящих резонаторов. Возможности каждого метода и область его применения рассмотрены ниже.

ИМПУЛЬСНЫЙ МЕТОД

Данный метод основан на ударном возбуждении резонатора и определении с помощью осциллографа времени "звучания" резонатора /40, 66, 78, 83, 89/. Нагруженная добротность определяется по формуле

$$Q_н = \omega\tau \qquad (2.18)$$

где ω – резонансная частота резонатора;

τ – время, за которое амплитуда свободных колебаний в резонаторе уменьшится в e раз.

Блок-схема измерительной установки для измерения высоких добротностей при помощи импульсной модуляции частоты клистронного генератора показана на рис. 21. Цифрами на схеме обозначены следующие элементы: I – клистронный генератор, 2 – резонансный волномер, 3 – ферритовый вентиль, 4 – направленный ответвитель или циркулятор, 5 – исследуемый резонатор, 6 – детекторная головка, 7 – двухлучевой осциллограф, 8 – генератор прямоугольных импульсов, 9 – детекторная головка.

Клистронный генератор I модулируется по частоте меандром, длительность импульсов которого достаточна для получения установившегося режима в резонаторе. Прошедший через резонатор сигнал, снимается с детекторной головки 6, отраженный – с головки 9. Оба сигнала подаются на двухлучевой осциллограф, куда также подаются импульсы от генератора 8 для запуска ждущей развертки. Пользуясь метками определяют величину τ, а из соотношения (2.I8) значение нагруженной добротности. Резонансную частоту резонатора измеряют при помощи резонансного волномера 2. Наблюдение на экране осциллографа картины отраженной от резонатора мощности дает возможность судить о величине связи.

Данный метод при наличии стандартных клистронных генераторов позволяет измерять значения добротностей от нескольких сотен тысяч до нескольких десятков миллионов. Однако он наиболее удобен для измерения добротностей в пределах от $5\ 10^5$ до 10^7. При измерениях добротностей $< 5\ 10^5$ время "звучания" становится соизмеримым со временем переходных процессов в схеме импульсной модуляции частоты клистронного генератора и поэтому нуж

но принимать специальные меры для уменьшения времени переходных процессов. Кроме того, малое время τ трудно отсчитать на осциллографе с достаточной точностью.

При измерениях значений добротностей выше 10^7 слишком жесткие требования налагаются на нестабильность частоты на вершине импульса, так как она должна удовлетворять условию

$$\frac{\Delta f_r}{f_r} \leq \frac{1}{Q_н} \qquad (2.19)$$

где $\frac{\Delta f_r}{f_r}$ – относительная нестабильность на вершине импульса;

$Q_н$ – измеряемое значение нагруженной добротности.

Этому же условию должна удовлетворять и средняя нестабильность частоты генератора. Такие жесткие требования к средней нестабильности и нестабильности в импульсе являются основным недостатком данного метода. При невыполнении же условия (2.19) на экране осциллографа невозможно получить устойчивую картину переходных процессов. К достоинствам метода следует отнести относительную простоту, а также то, что измерения можно проводить при очень малых связях с резонатором, т.к. длительность зондирующего импульса всегда можно выбрать больше времени переходных процессов в резонаторе.

Чтобы избежать трудностей, связанных с необходимостью получать малую относительную нестабильность частоты на вершине импульса, можно воспользоваться методом импульсной модуляции мощности генератора с помощью кристаллического диода. Блок-схема установки для измерения добротностей сверхпроводящих резонаторов с использованием такого способа модуляции показана на рис. 22.

В качестве модулятора мощности 4 использован проходной модулятор на кристаллическом диоде, на который подаются модулирующие импульсы с импульсного генератора 9. К форме вершины импульса модулирующего напряжения здесь не предъявляется жестких требований, т.к. модуляция осуществляется не по частоте, а по мощности. Средняя же нестабильность должна по-прежнему удовлетворять соотношению (2.I9).

МЕТОД НЕПРЕРЫВНОЙ ДЕВИАЦИИ ЧАСТОТЫ.

Трудности импульсного метода измерения добротности, связанные с очень жескими требованиями к относительной нестабильности, можно обойти воспользовавшись методом непрерывной девиации частоты генератора /58, 79, 80, 83/.

Блок-схема установки для измерения добротностей этим методом показана на рис. 23. В установке используется простая приставка, которая в комплексе со стандартной аппаратурой позволяет легко и быстро измерять добротности сверхпроводящих резонаторов /83/. Цифрами на блок-схеме обозначены следующие элементы: I - клистронный генератор, 2 - резонансный волномер, 3 - ферритовый вентиль, 4 - исследуемый резонатор, 5 - детекторная головка, 6 - усилитель, 7 - осциллограф, 8 - приставка для измерения высоких добротностей, 9 - генератор пилообразного напряжения.

Схема работает следующим образом. От генератора пилообразного напряжения 9 пилообразное напряжение подается через приставку 8 на отражатель клистрона. В тот момент времени, когда частота генератора I проходит резонансное значение частоты резонатора 4, с детекторной головки 5 на усилитель 6 поступает сигнал, прошедший через резонатор. С усилителя 6 усиленный сигнал поступает

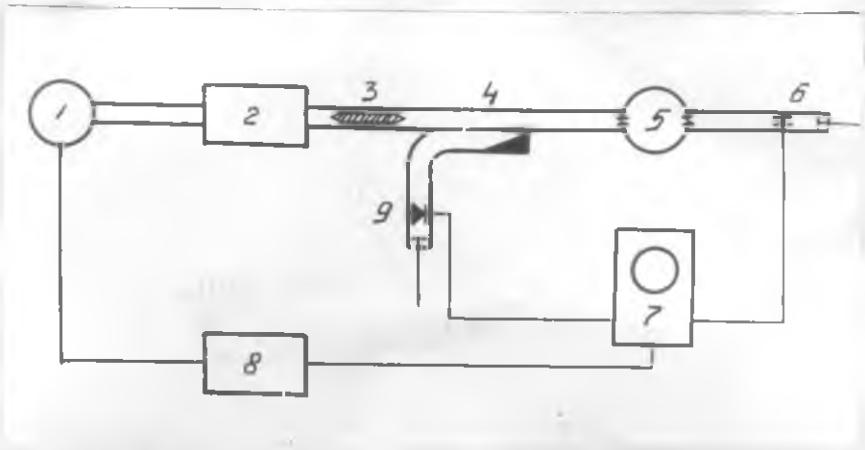


Рис. 21. Блок-схема измерительной установки для измерения добротности сверхпроводящих резонаторов методом импульсной модуляции частоты клистронного генератора.

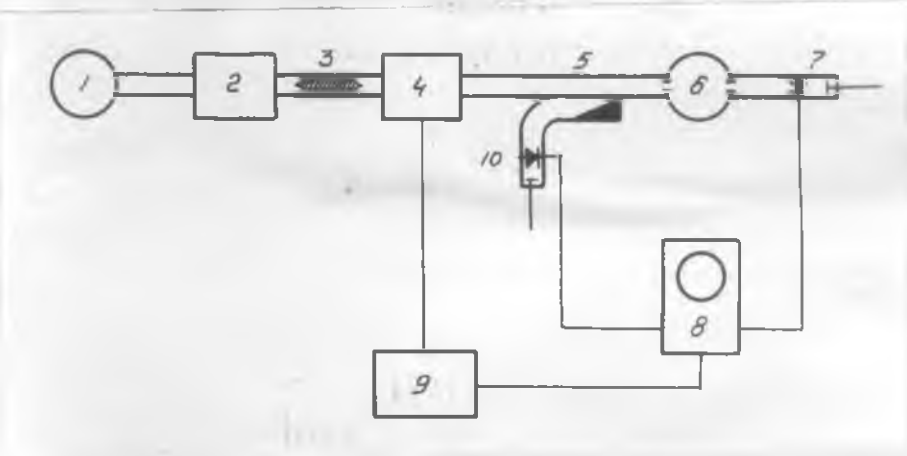


Рис. 22. Блок-схема измерительной установки для измерения добротности сверхпроводящих резонаторов методом импульсной модуляции мощности.

на осциллограф 7 и приставку 8. В приставке 8 имеется ждущий генератор импульсов, который запускается сигналом, поступившим с усилителя 6. Полученный при этом импульс, накладывается на пилообразное напряжение, поступающее на отражатель клистрона. Таким образом, при достижении определенного уровня сигнала, проходящего через сверхпроводящий резонатор, сигнал клистронного генератора срывается импульсом, выработанным в приставке 8. Резонатор же еще некоторое время "звенит", что и видно на экране осциллографа. Время, за которое амплитуда сигнала уменьшается в e раз,

отсчитывается по меткам времени. Импульс, выработанный в приставке 8, подается также для запуска ждущей развертки осциллографа7. Принципиальная схема приставки изображена на рис. 24. Эпюры напряжений в точках "а" , "б" и "с" (рис. 23), а также на экране осциллографа показаны на рис. 25.

На лампах $Л_1$ и $Л_2$ собран усилитель, который усиливает входной сигнал до величины, необходимой для запуска ждущего генератора импульсов, собранного на лампе $Л_3$. Лампа $Л_4$ является сумматором импульсов и пилообразного напряжения, поступающего на клемму "Вход 2" от генератора пилообразного напряжения 9. С клеммы "Выход I" снимается импульс для запуска ждущей развертки осцилографа 7, а с клеммы "Выход 2" сигнал подается на отражатель клистрона I.

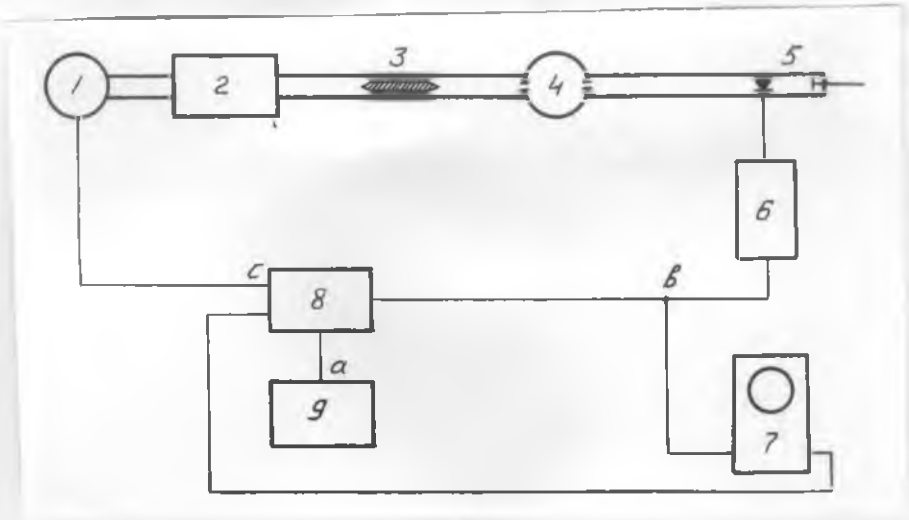


Рис. 23. Блок-схема установки для измерения добротности сверхпроводящих резонаторов методом непрерывной девиации частоты.

При помощи такой установки можно измерять добротности от $5\ 10^5$ и выше.

МОДУЛЯЦИОННЫЙ МЕТОД

Блок-схема для измерения добротности модуляционным методом показана на рис. 26 /40, 81/. Цифрами на блок-схеме обозна-

чены следующие элементы: I - клистронный генератор, 2 - резонансный волномер, 3 - ферритовый вентиль, 4 - амплитудный модулятор, 5 - исследуемый резонатор, 6 - детекторная головка, 7 - осциллограф, 8 - низкочастотный генератор, 9 - генератор пилообразного напряжения.

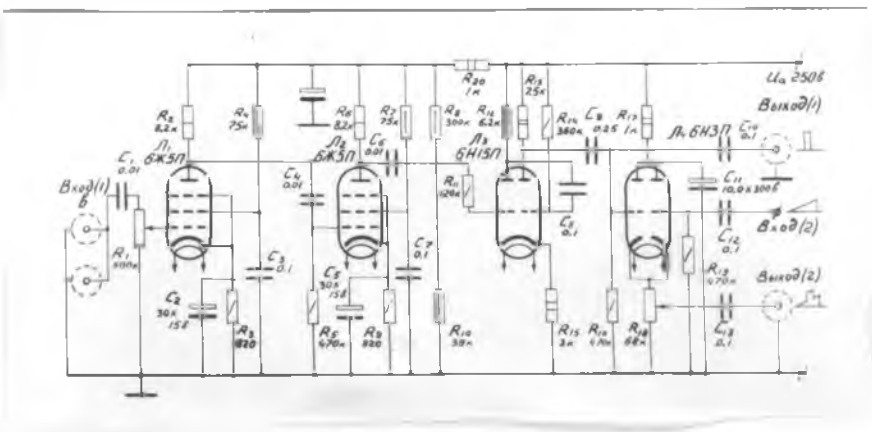


Рис. 24. Принципиальная схема приставки для измерения добротности сверхпроводящих резонаторов.

Пилообразное напряжение с генератора 9 подается на отражатель клистрона. В то же время сигнал с частотой $f_н$ от генератора 8 подается на амплитудный модулятор 4. В результате амплитудной модуляции на выходе амплитудного модулятора 4 получается спектр из трех частот: $f_{кл} - f_н$, $f_{кл}$ и $f_{кл} + f_н$ где $f_{кл}$ - текущее значение частоты клистронного генератора. Если принять, что прямой ход пилообразного напряжения есть линейная функция времени, что на практике легко осуществимо, а частота клистрона - линейная функция напряжения на отражателе, что верно при не слишком больших девиациях напряжения на отражателе, то зависимость частот $f_{кл} - f_н$, $f_{кл}$ и $f_{кл} + f_н$ от времени можно представить как показано на рис. 27, где $f_р$ - резонансная частота исследуемого резонатора. На рис. 27 показана также картина, которая будет видна на экране осциллографа 7 .

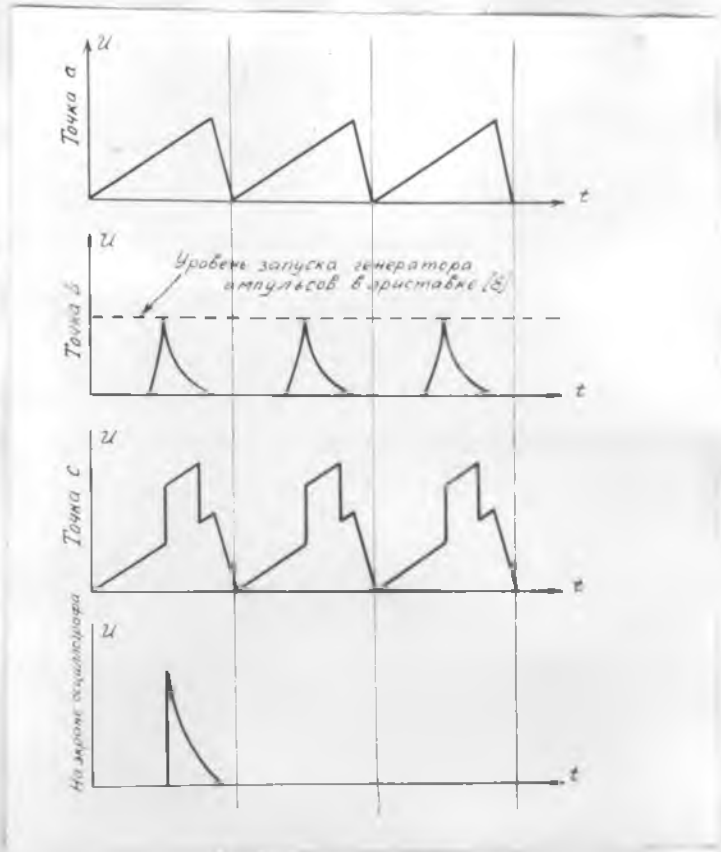


Рис. 25. Эпюры напряжений в различных точках схемы для измерения добротности сверхпроводящих резонаторов методом непрерывной девиации частоты.

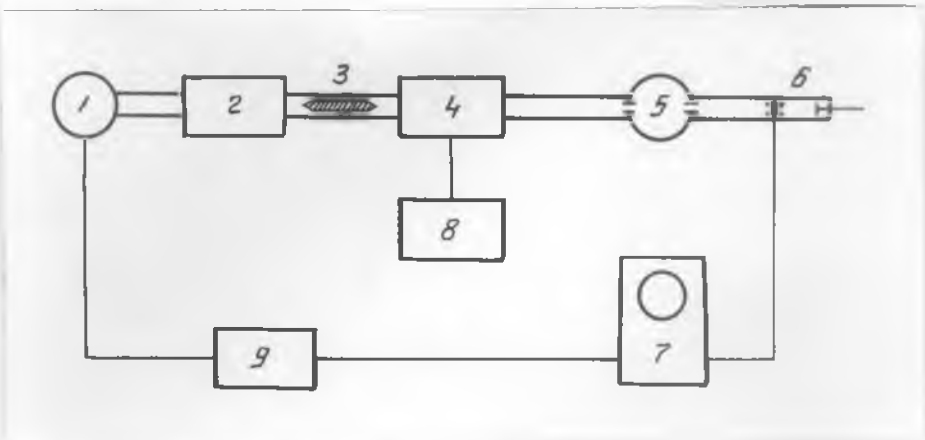


Рис. 26. Блок-схема установки для измерения добротности сверхпроводящих резонаторов модуляционным методом.

Зная величину f_p , $f_н$, a и b где:

a - ширина резонансной кривой на уровне 0,5,

b - расстояние между центральным и боковым пиками,

добротность резонатора легко определить из соотношения

$$Q_н = \frac{f_р \cdot b}{f_н \cdot a} \qquad (2.20)$$

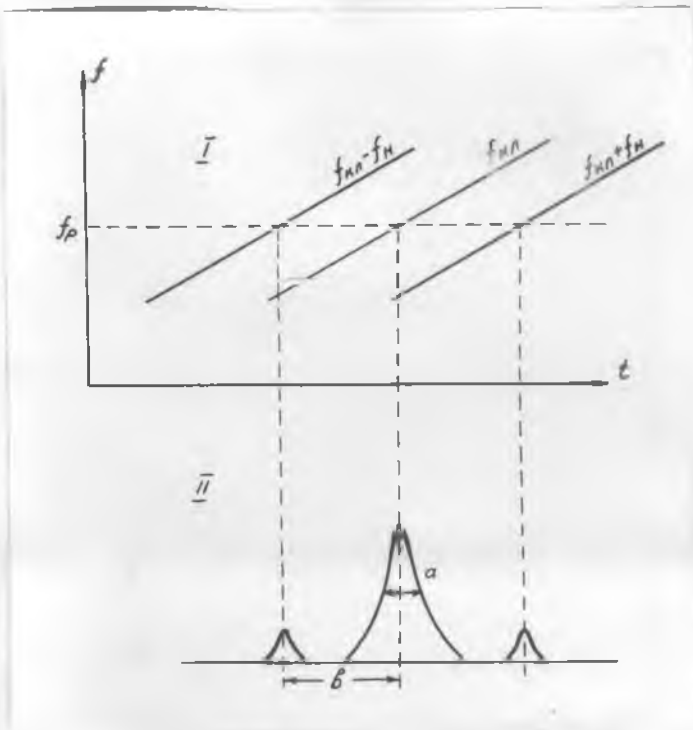


Рис. 27. Изменение частоты клистрона и боковых частот во времени, а также картины на экране осциллографа при измерении добротности сверхпроводящих резонаторов модуляционным методом.

Измерения проводятся в следующей последовательности. Регулируя амплитуду пилообразного напряжения и подбирая частоту клистронного генератора, добиваются устойчивой картины резонансной кривой на экране осциллографа. Причем ширина резонансной кривой должна быть такой, чтобы ее можно было измерить с достаточной точностью. Меняя частоту генератора 8, добиваются появления на экране осциллографа добавочных пиков. После этого производят измерение значений $f_р$, $f_н$, a и b.

Модуляционный метод позволяет измерять добротности от

самых низких значений до значений порядка 10^6. При более высоки значениях добротности уменьшается точность измерения величины α, т.к. из-за наличия сильного "звона" приходится измерять эту величину только по первой половине резонансной кривой. При измерении больших добротностей частоту пилообразного напряжения нужно выбирать как можно ниже.

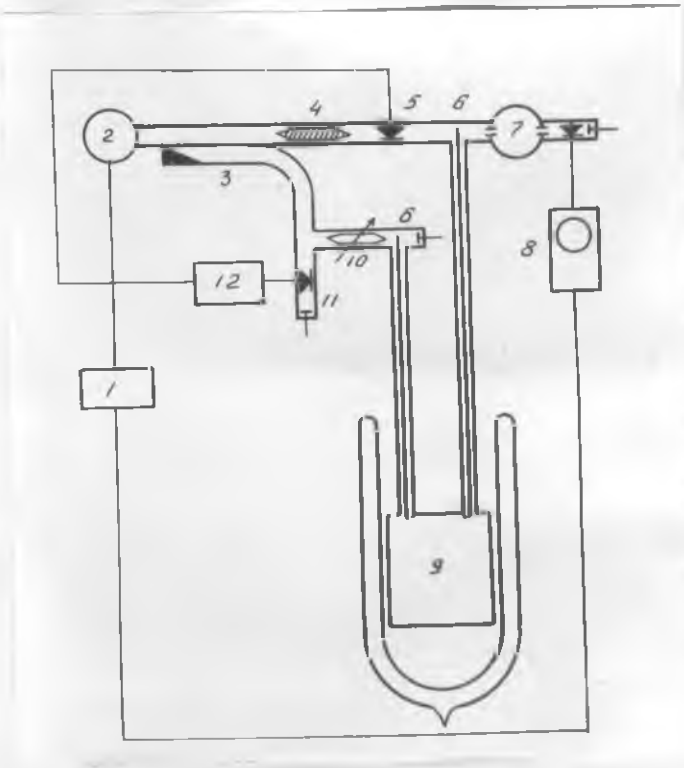


Рис. 28. Блок-схема установки для измерения добротности сверхпроводящих резонаторов с использованием СВЧ-усилителя с переносом усиления на промежуточную частоту.

МЕТОД ИМПУЛЬСНОЙ МОДУЛЯЦИИ ГЕНЕРАТОРА, РЕЗОНАНСНОЙ СИСТЕМОЙ КОТОРОГО ЯВЛЯЕТСЯ ИЗМЕРЯЕМЫЙ РЕЗОНАТОР

Три предыдущих метода позволяют с достаточной для практических целей точностью измерять добротности сверхпроводящих резонаторов, однако, измерение значения резонансной частоты резонаторов с высокой точностью при помощи этих методов произвес-

ти затруднительно.

При помощи описанного ниже метода можно не только измерять добротность исследуемого резонатора, но и с высокой точностью определять значение его резонансной частоты /83, 93/.

Если в цепь обратной связи СВЧ-усилителя включить исследуемый резонатор, вывести систему в режим генерации, а затем при помощи вспомагательного импульсного генератора срывать генерацию, то можно наблюдать переходные процессы, происходящие в резонаторе, а, следовательно, и измерять его добротность. С другой стороны, измеряя частоту автогенерации в непрерывном режиме,можно с высокой степенью точности измерить значение резонансной частоты исследуемого резонатора.

Блок-схема для измерения добротности указанным способом показана на рис. 28. В ней использован усилитель СВЧ с переносом усиления на промежкточную частоту /40, 83, 95/.

Цифрами на блок-схеме обозначены следующие элементы: I - генератор прямоугольных импульсов, 2 - клистронный генератор, 3 - направленный ответвитель, 4 - ферритовый вентиль, 5 - модулирующий детектор, 6 - коаксиально-волноводные переходы, 7 - резонансный фильтр, 8 - осциллограф, 9 - измеряемый резонатор, IO - фазовращатель, II - смесительный детектор, I2 - усилитель промежуточной частоты. Как было показано ранее (Часть I, глава 4, § 2), если частота клистронного генератора 2 отстоит от собственной частоты резонатора 9 на величину промежуточной частоты, на которую настроен усилитель промежуточной частоты I2 то система самовозбудится. При этом в резонаторе 9 будут существовать незатухающие колебания. В режиме измерения фильтр 7 должен быть настроен на собственную частоту сверхпроводящего резонатора. Если теперь при помощи генератора импульсов I срыв

вать генерацию клистрона, то на экране осциллографа 8 будет видна картина переходных процессов в сверхпроводящем резонаторе.

Для измерения резонансной частоты на выход фильтра 7 подключают частотомер требуемой точности, система при этом должна находиться в режиме непрерывной генерации.

Для большей устойчивости работы системы в режиме непрерывной генерации можно применить дополнительную систему ЧАП-клистронного генератора 2 по промежуточной частоте /40, 99/.

Г Л А В А 2.

ВЫСОКОСТАБИЛЬНЫЕ ИСТОЧНИКИ СВЧ КОЛЕБАНИЙ ИСПОЛЬЗУЮЩИЕ СВЕРХПРОВОДЯЩИЕ РЕЗОНАТОРЫ.

§ I. Выбор метода стабилизации частоты с помощью сверхпроводящего резонатора

Как уже указывалось выше, добротность сверхпроводящих резонаторов в области СВЧ диапазона может доходить до величин $\sim 10^6$-10^9. Находясь в ванне с жидким гелием, температура которой может быть застабилизирована простыми способами с точностью до 10^{-4} град /86/, такие резонаторы будут обладать высокой стабильностью параметров, а следовательно и высокими эталонными качествами. Следовательно, такие резонаторы могут быть высокоэффективно использованы в системах стабилизации частоты СВЧ диапазона /91,93/.

В настоящее время существует довольно много различных методов повышения стабильности частоты СВЧ генераторов с использованием в качестве эталонов высокодобротных резонаторов. Как уже указывалось (часть I, глава I, § 2) эти методы можно разбить на два класса: параметрическая стабилизация и стабилизация автоматической подстройкой частоты.

Параметрическая стабилизация может быть применена во всех типах генераторов СВЧ. В этом ее универсальность.

Метод автоматической подстройки частоты так же может быть использован практически во всех участках СВЧ диапазона, т.к. этот метод позволяет осуществить стабилизацию большинства типов СВЧ генераторов.

Сверхпроводящие резонаторы могут быть с успехом использованы как в том, так и в другом случае, однако при выборе метода стабилизации с помощью сверхпроводящих резонаторов следует учитывать следующие обстоятельства.

Использование сверхпроводящих резонаторов оправдано в тех случаях, когда относительная нестабильность, которую следует получить, составляет величину $\sim 10^{-7}$ и ниже.

При использовании систем АПЧ для получения таких небольших относительных нестабильностей, естественно, коэффициент стабилизации должен быть очень высок. А следовательно, из соображений устойчивости такие системы будут узкополосны. Результатом этого явится то, что такие системы в значительной степени улучшая среднюю временную нестабильность генератора в меньшей степени будут улучшать его спектральные характеристики. Этот недостаток в значительной степени снижает качество таких систем.

Наиболее перспективным следует считать применение сверхпроводящих резонаторов в системах параметрической стабилизации, т.е. в таких системах, в которых сверхпроводящий резонатор является резонансной системой или частью резонансной системы генератора /91,92/. Такие системы обладают высокой стабильностью частоты и хорошими спектральными характеристиками. В этом смысле следует отметить системы стабилизации на ЛБВ с применением сверхпроводящих резонаторов, а также системы затягивания частоты клистронных генераторов внешними высокодобротными резонаторами /91,93,96/.

Для получения малых относительных нестабильностей усилитель, в комплексе с которым используется резонатор, должен обладать хорошими амплитудными и фазовыми характеристиками, мало зависящими от питающих напряжений.

В этом смысле следует отметить тот недостаток, который присущ системам стабилизации с использованием ЛБВ. Фазовые

характеристики ЛБВ существенным образом зависят от питающих напряжений. Так для маломощных ЛБВ при изменении напряжения на замедляющей системе на 1% смещение фазы составляет величину порядка нескольких десятков градусов. Поэтому для получения малых относительных нестабильностей необходимо использовать высокостабильные источники питания. В работе /91/ описан генератор, выполненный на ЛБВ, в цепь обратной связи которой включен сверхпроводящий резонатор. Относительная нестабильность частоты составляет величину $\sim 10^{-9}$, однако питание осуществляется от аккумуляторных батарей.

Этого существенного недостатка лишена система стабилизации, в которой используется усилитель СВЧ с переносом усиления на промежуточную частоту /40,95/.

§ 2. Система стабилизации с амплитудной модуляцией сигнала опорного генератора

Ранее (Часть I, Глава 4, § 2) был описан дискриминатор с самовозбуждением на промежуточной частоте. Как было показано, основным элементом такого дискриминатора является специфический СВЧ усилитель с переносом усиления на промежуточную частоту. Такой дискриминатор был использован для автоподстройки частоты отражательного клистрона. Было также показано, что одна из боковых частот, которая получается в результате амплитудной модуляции частоты клистронного генератора и на которую настроен эталонный резонатор оказывается стабилизированной.

Если в качестве эталонного резонатора в такой системе

использовать сверхпроводящий резонатор, то оказывается возможным получить достаточно малые относительные нестабильности указанной боковой.

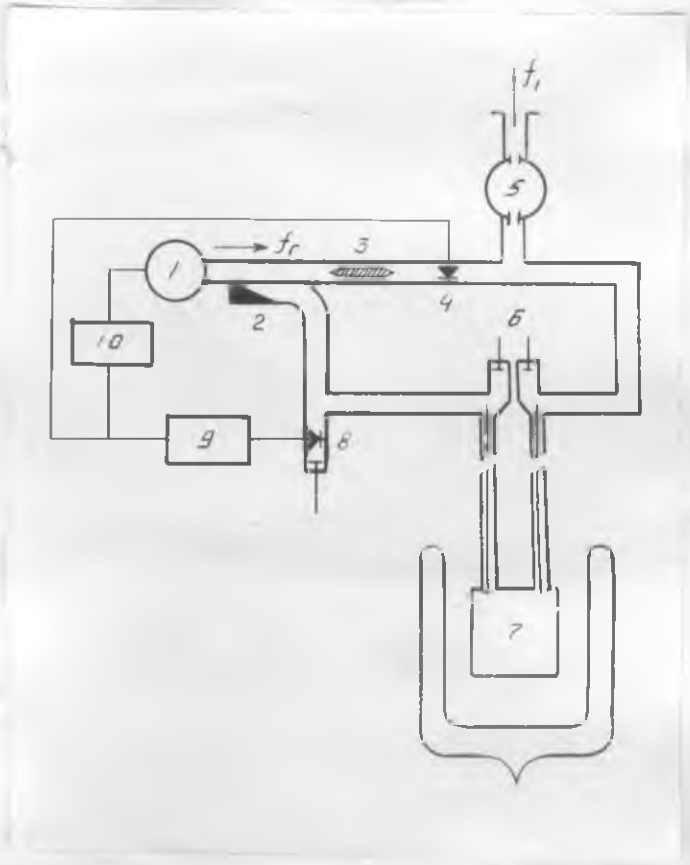


Рис. 29. Система стабилизации с амплитудной модуляцией сигнала опорного генератора.

Несколько видоизмененная схема подобного дискриминатора изображена на рис. 29 /95/. Некоторые изменения в принципиальной схеме произведены с целью получения максимальной мощности боковой, которая оказывается стабилизированной. Цифрами на рисунке обозначены следующие элементы: I-клистронный генератор, 2-направленный ответвитель, 3-ферритовый вентиль, 4-модулирующий детектор, 5-резонансный фильтр, 6-волноводно-коаксиаль-

ные переходы, 7- сверхпроводящий резонатор, 8- смесительный диод, 9- усилитель промежуточной частоты, 10- частотный детектор. Если частота клистронного генератора I отстоит от значения резонансной частоты сверхпроводящего резонатора на величину промежуточной частоты, на которую настроен усилитель 9,

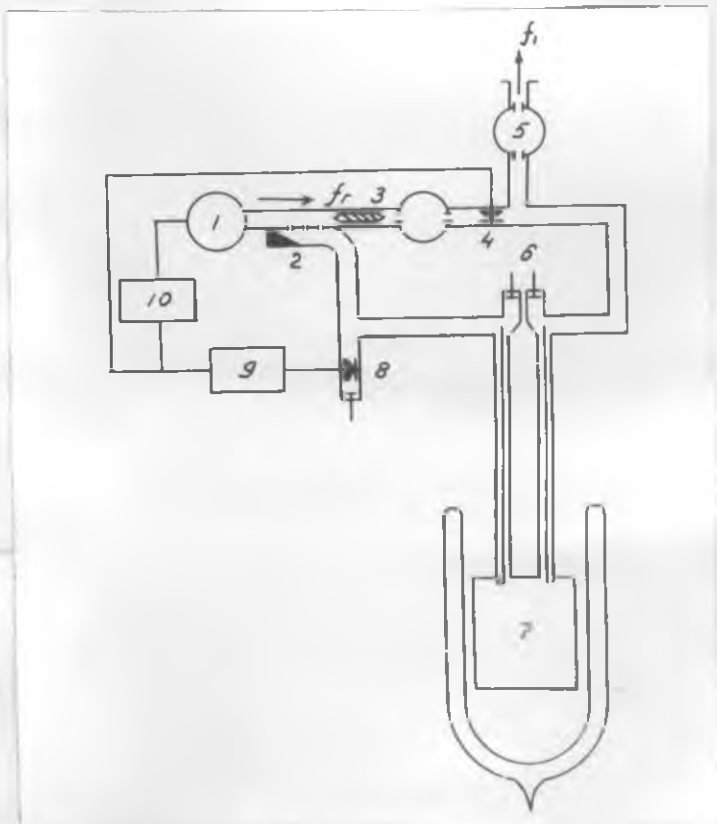


Рис. 30. Система стабилизации с амплитудной модуляцией сигнала опорного генератора, в которой используется компенсирующий резонатор.

то такая схема самовозбудиться. Резонансный фильтр 5 настроен на одну из боковых, которая оказывается стабилизированной, и не пропускает двух других составляющих спектра. Схема, изображенная на рис. 29 является обычным СВЧ генератором со сверхпроводящим резонатором, включенным в цепь обратной связи специфического СВЧ усилителя. Рассмотрим основные факторы, влияю-

щие на стабильность частоты в такой системе.

Факторы, влияющие на стабильность частоты

Эквивалентная схема системы стабилизации, изображенной на рис. 29, может быть представлена как показано на рис. 31.

Цифрами обозначены следующие элементы:

I -опорный генератор; 2,3 - отрезки передающих линий (в общем случае четырехполюсники); 4 - смеситель; 5 - сверхпроводящий резонатор; 6 - модулятор; 7 - усилитель промежуточной частоты.

Буквами на схеме обозначены:

f_r - частота опорного генератора,

f_1 - частота, проходящая через резонатор,

Ω - промежуточная частота,

φ_r - фаза сигнала опорного генератора до прохождения четырехполюсников 2 и 3,

φ_{r2} - фаза сигнала опорного генератора после прохождения четырехполюсника 2.

φ_{r3} - фаза сигнала опорного генератора после прохождения четырехполюсника 3.

φ_{16}, φ_{15} - фаза сигнала с частотой f_1 до и после прохождения резонатора 5.

$\varphi_{\Omega 4}$, $\varphi_{\Omega 7}$ - фаза сигнала промежуточной частоты до и после прохождения усилителя промежуточной частоты 7.

Введем также следующие обозначения.

τ_1 - крутизна частотной характеристики резонатора 5.

τ_2, τ_3 - крутизна частотных характеристик четырехполюсников 2 и 3.

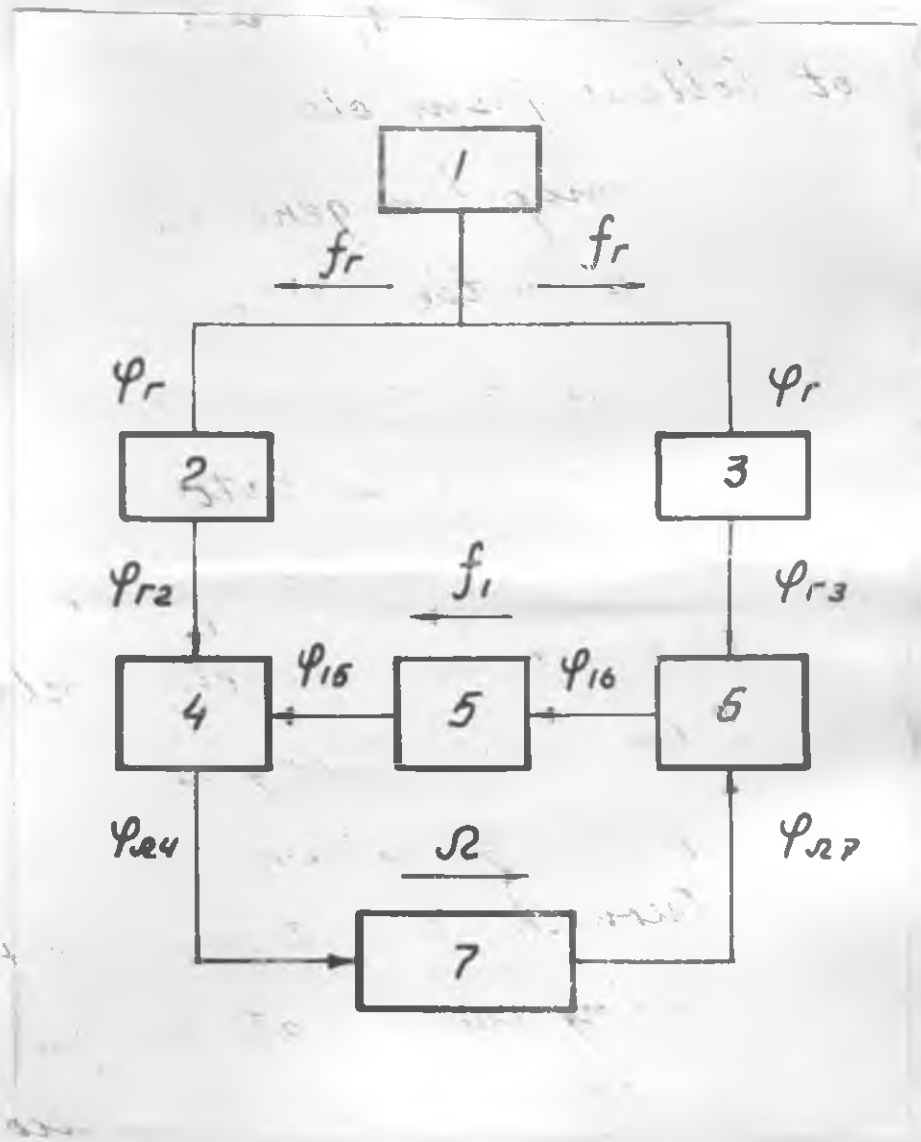


Рис. 3I. Эквивалентная схема системы стабилизации.

$\tau_{\Omega 2}$ – крутизна фазовой характеристики усилителя промежуточной частоты.

Предположим, что фазовые характеристики четырехполюсников 2, 3, 5, 7 в области небольших изменений частоты линейны.

Система стабилизации может работать как с использованием верхней, так и нижней боковых частот. Рассмотрим обе эти случая, причем будем интересоваться только фазовыми соотношениями.

I. Работа с использованием нижней боковой

$$f_r = f_1 + \Omega$$

Поскольку система является замкнутой, то, используя принцип переноса фазы /86/, можно записать:

$$\begin{cases} \varphi_{15} + \varphi_{\Omega 4} = \varphi_{r2} & (2.21) \\ \varphi_{16} + \varphi_{\Omega 7} = \varphi_{r3} & (2.22) \\ \varphi_{15} - \varphi_{16} = \tau_1 \Delta f_1 & (2.23) \\ \varphi_{\Omega 7} - \varphi_{\Omega 4} = \tau_\Omega \Delta\Omega & (2.24) \\ \varphi_{r3} - \varphi_r = \tau_3 \Delta f_r & (2.25) \\ \varphi_{r2} - \varphi_r = \tau_2 \Delta f_r & (2.26) \\ \Delta f_1 + \Delta\Omega = \Delta f_r & (2.27) \end{cases}$$

где Δf_r, Δf_1, $\Delta\Omega$ – соответствующие флуктуации частот.

Вводя дополнительное обозначение $\Delta\tau = \tau_3 - \tau_2$ и объединив (2.25) с (2.26), систему уравнений (2.2I–2.27) перепишем в виде:

$$\begin{cases} \varphi_{15} + \varphi_{\Omega 4} = \varphi_{r2} \\ \varphi_{16} + \varphi_{\Omega 7} = \varphi_{r3} \\ \varphi_{15} - \varphi_{16} = \bar{\tau}_1 \Delta f_1 \\ \varphi_{\Omega 7} - \varphi_{\Omega 4} = \bar{\tau}_{\Omega} \Delta\Omega \\ \varphi_{r3} - \varphi_{r2} = \Delta\bar{\tau}\,\Delta f_r \\ \Delta f_1 + \Delta\Omega = \Delta f_r \end{cases} \qquad (2.28)$$

Из системы (2.28) путем исключения фаз получим следующее соотношение:

$$\begin{cases} \Delta f_r = \Delta f_1 + \Delta\Omega \\ \Delta\bar{\tau} \cdot \Delta f_r = \bar{\tau}_{\Omega}\Delta\Omega - \bar{\tau}_1 \Delta f_1 \end{cases} \qquad (2.29)$$

Эта система даёт связь между флуктуациями частот и крутизнами фазовых характеристик.

Рассмотрим два случая.

I. Фазовые характеристики четырехполюсников 2 и 3 идентичны.

$$\bar{\tau}_2 = \bar{\tau}_3 \quad , \quad \Delta\bar{\tau} = 0$$

Система уравнений (2.29) запишется в виде:

$$\begin{cases} \Delta f_r = \Delta f_1 + \Delta\Omega \\ \bar{\tau}_{\Omega}\Delta\Omega = \bar{\tau}_1 \Delta f_1 \end{cases} \qquad (2.30)$$

Отсюда следуют соотношения:

$$\frac{\Delta f_r}{\Delta f_1} = 1 + \frac{\bar{\tau}_1}{\bar{\tau}_{\Omega}} \qquad (2.31)$$

$$\Delta\Omega = \frac{\Delta f_r}{\left(1 + \frac{\tau_{\Omega}}{\tau_1}\right)} \qquad (2.32)$$

$$\frac{\Delta f_1}{\Delta\Omega} = \frac{\tau_{\Omega}}{\tau_1} \qquad (2.33)$$

Довольно интересным следствием ~~такого рассмотрения~~ является то, что флуктуация опорного генератора распределяется между флуктуацией частоты f_1 и промежуточной частоты Ω обратно пропорционально крутизнам фазовых характеристик.

В нашем частном случае, поскольку крутизна фазовой характеристики сверхпроводящего резонатора значительно больше, чем соответствующая крутизна характеристики усилителя промежуточной частоты, можно записать:

$$\frac{\Delta f_r}{\Delta f_1} \approx \frac{\tau_1}{\tau_{\Omega}} \qquad (2.34)$$

$$\Delta\Omega \approx \Delta f_r \qquad (2.35)$$

2. Фазовые характеристики звеньев 2 и 3 неидентичны.

Из системы уравнений (2.29) следует, что крутизны $\Delta\tau$ и τ_{Ω} можно подобрать таким образом, что частота полезной боковой f_1 не будет зависеть от флуктуаций частоты f_r. Действительно, если в системе (2.29) положить

$$\Delta f_1 = 0$$

то

$$\begin{cases} \Delta f_r = \Delta\Omega \\ \Delta\tau\,\Delta f_r = \tau_{\Omega}\,\Delta\Omega \end{cases} \qquad (2.36)$$

откуда

$$\Delta\tau = \tau_{\Omega} \qquad (2.37)$$

Иными словами, при выполнении соотношения (2.37) фазовая

характеристика усилителя СВЧ, в цепь обратной связи которого включен резонатор, не зависит от флуктуаций частоты опорного генератора, и частота f_1 не зависит от флуктуаций частоты опорного генератора.

II. Работа с использованием верхней боковой

$$f_r = f_1 - \Omega \tag{2.38}$$

Как и в предыдущем случае запишем:

$$\begin{cases} \varphi_{15} - \varphi_{\Omega 4} = \varphi_{r2} \\ \varphi_{16} - \varphi_{\Omega 7} = \varphi_{r3} \\ \varphi_{15} - \varphi_{16} = \tau_1 \Delta f_1 \\ \varphi_{\Omega 7} - \varphi_{\Omega 4} = \tau_\Omega \Delta\Omega \\ \varphi_{r3} - \varphi_r = \tau_3 \Delta f_r \\ \varphi_{r2} - \varphi_r = \tau_2 \Delta f_r \\ \Delta f_r = \Delta f_1 - \Delta\Omega \end{cases} \tag{2.39}$$

И далее

$$\begin{cases} \Delta\tau \cdot \Delta f_r + \tau_1 \Delta f_1 + \tau_\Omega \cdot \Delta\Omega = 0 \\ \Delta f_r = \Delta f_1 - \Delta\Omega \end{cases} \tag{2.40}$$

I. Как и ранее, пусть

$$\tau_2 = \tau_3 \ , \quad \Delta\tau = 0$$

При этом условии система (2.40) принимает вид:

$$\begin{cases} \tau_1 \Delta f_1 + \tau_\Omega \Delta\Omega = 0 \\ \Delta f_r = \Delta f_1 - \Delta\Omega \end{cases} \tag{2.4I}$$

$$\frac{\Delta f_r}{\Delta f_1} = 1 + \frac{\tau_1}{\tau_{\Omega}} \qquad (2.42)$$

$$\Delta\Omega = -\frac{\Delta f_r}{1 + \frac{\tau_{\Omega}}{\tau_1}} \qquad (2.43)$$

$$\frac{\Delta f_1}{\Delta\Omega} = -\frac{\tau_{\Omega}}{\tau_1} \qquad (2.44)$$

если $\tau_1 >> \tau_{\Omega}$ то $\frac{\Delta f_r}{\Delta f_1} \approx \frac{\tau_1}{\tau_{\Omega}}$ (2.45)

$$\Delta\Omega \approx -\Delta f_r \qquad (2.46)$$

Сравнивая (2.43) и (2.44) с (2.32) и (2.33), можно видеть, что, в отличие от работы с использованием нижней боковой, при работе на верхней боковой знаки флуктуаций у $\Delta\Omega$ и Δf_r, а также у Δf_1 и $\Delta\Omega$ разные.

2. Условие независимости фазовой характеристики усилителя СВЧ от флуктуаций частоты опорного генератора также может быть выполнено. При $\Delta f_1 = 0$ из (2.40) получаем:

$$\begin{cases} \Delta\tau \cdot \Delta f_r + \tau_{\Omega} \cdot \Delta\Omega = 0 \\ \Delta f_r + \Delta\Omega = 0 \end{cases} \qquad (2.47)$$

Откуда получаем условие:

$$\Delta\tau = \tau_{\Omega} \qquad (2.48)$$

Сравнивая (2.48) и (2.37), видим, что эти соотношения совпадают, т.е. при работе, как на верхней, так и нижней боковой способ стабилизации фазовой характеристики усилителя может быть одинаков.

Если в качестве усилителя промежуточной частоты использован резонансный усилитель, работающий на частоте Ω с полосой пропускания $\Delta f_{усл}$, фазовая характеристика которого подобна фазовой характеристике резонансного контура, то крутизну фазовой

характеристики $\tau_{\nu 2}$ для малых расстроек можно записать:

$$\tau_{\nu 2} \approx \frac{2}{\Delta f_{УПЧ}} \qquad (2.49)$$

Если при этом в плечо модулятора, как показано на рис. 30, включить компенсирующий резонатор, настроенный на частоту f_r с добротностью

$$Q_p = \frac{f_r}{\Delta f_{УПЧ}} \qquad (2.50)$$

то условие (2.48) будет выполнено, и фазовая характеристика такого усилителя, а следовательно, и частота f_1, не будут зависеть от флуктуаций частоты опорного генератора. Следует отметить, что соотношение (2.50) идентично соотношению (I.28), которое было получено при рассмотрении умножителя частоты, в котором был также использован усилитель СВЧ с переносом усиления на промежуточную частоту. Компенсацию фазовой нестабильности можно осуществить также путём подбора разных длин линий от опорного генератора до смесителя и модулятора. По аналогии с (I.26) запишем:

$$\ell_2 - \ell_1 \approx \frac{c\sqrt{1-\left(\frac{c}{f_r \cdot R_c}\right)^2}}{\pi \cdot \Delta f_{УПЧ}} \qquad (2.5I)$$

здесь ℓ_2 – расстояние от опорного генератора до модулятора,

ℓ_1 – расстояние от опорного генератора до смесителя.

При работе в 3-х сантиметровом диапазоне длин волн и разумных значениях полосы пропускания УПЧ, как уже указывалось, разность $\ell_2 - \ell_1$ получается большой, что неудобно с практической точки зрения.

Рассмотрим, какими параметрами будет обладать система стабилизации при $\ell_2 = \ell_1$.

Если принять:

$$K_1 = \frac{\Delta f_r}{\Delta f_1} \qquad (2.52)$$

где K_1 – коэффициент стабилизации боковой, который показывает, во сколько раз при данной добротности резонатора и полосе пропускания УПЧ абсолютная нестабильность опорного генератора больше, чем абсолютная нестабильность стабилизированной боковой.

При $\ell_2 = \ell_1$ и соответственно $\tau_2 = \tau_3$

$$K_1 = 1 + \frac{\tau_1}{\tau_{\ell 2}} \approx \frac{\Delta f_{\text{упч}} \cdot Q_p}{f_1} \approx \frac{\Delta f_{\text{упч}} Q_p}{f_r} \qquad (2.53)$$

Такие приближенные равенства справедливы, поскольку, во-первых, $\tau_1 >> \tau_{\ell 2}$ в случае использования сверхпроводящего резонатора, а, во-вторых, $f_1 \approx f_r$, так как промежуточную частоту обычно выбирают гораздо меньше, чем частоту опорного генератора.

Следует отметить, что время установления боковой f_1 , зависит от времени переходных процессов в УПЧ и, естественно, может быть заведомо выбрано достаточно малым.

В реальных случаях величина K_1 составляет величину порядка от нескольких единиц до нескольких десятков тысяч, поэтому частоту f_1 по отношению к f_r можно считать постоянной. Следовательно, изменение по абсолютной величине промежуточ-

ной частоты будет равно изменению по абсолютной величине частоты опорного генератора. Это следует также из соотношений (2.35) и (2.46), поскольку мы имеем дело со случаем, когда $\tau_1 >> \tau_\Omega$ Этот факт, как указывалось ранее, использован для дополнительной автоподстройки частоты опорного генератора при помощи частотного детектора 10 рис. 29.

Если коэффициент стабилизации опорного генератора обозначить через K_2, то значение относительной нестабильности боковой запишется как

$$\frac{\Delta f_1'}{f_1} \approx \frac{\Delta f_г}{\Delta f_{упч} Q_p K_2} \qquad (2.54)$$

где $\Delta f_1'$ - абсолютная нестабильность боковой при наличии частотной автоподстройки опорного генератора.

А общий коэффициент стабилизации боковой при наличии частотной автоподстойки опорного генератора запишется

$$K = K_1 \cdot K_2 \approx \frac{\Delta f_{упч} \cdot Q_p \cdot K_2}{f_г} \qquad (2.55)$$

Время переходных процессов при автоподстройке опорного генератора естественно зависит от динамических свойств системы ЧАП.

Если принять

$$K_2 \approx S_д S_у$$

где $S_д$ - крутизна частотного детектора,

$S_у$ - крутизна электронной настройки, то выражения (2.54)

и (2.55) примут вид:

$$\frac{\Delta f_1'}{f_1} \approx \frac{\Delta f_r}{\Delta f_{упч} \cdot Q_p S_э S_у} \qquad (2.56)$$

$$K \approx \frac{\Delta f_{упч} \cdot Q_p S_э S_у}{f_r} \qquad (2.57)$$

Пользуясь соотношениями (2.56) и (2.57), можно рассчитать относительную нестабильность и коэффициент стабилизации, который может обеспечить система стабилизации, изображенная на рис. 29 при $l_2 \approx l_1$.

Легко показать, что при условии $l_2 \approx l_1$ фазовый сдвиг за счет флуктуаций частоты опорного генератора, даваемый усилителем СВЧ, при наличии его автоподстройки определяется соотношением:

$$\Delta\varphi_{oc} \approx \left| \frac{2\Delta f_r}{\Delta f_{упч} K_2} \right| \qquad (2.58)$$

Следует отметить, что для уменьшения влияния нестабильности питающих напряжений на стабильность частоты опорного генератора, а, следовательно, и на стабильность боковой, следует осуществлять питание опорного клистронного генератора по методу, описанному ранее (часть I, глава 2). Этот метод позволяет снизить влияние питающих напряжений на стабильность частоты клистронного генератора примерно в 50 раз. Далее эту величину будем обозначать буквой K_3' . При таком способе питания отпадает необходимость в

электронных стабилизаторах. А фазовый сдвиг в усилителе за счет нестабильности питающих напряжений может быть определен из соотношения;

$$\Delta\varphi_{oc}' \approx \left| \frac{2\Delta f_r}{\Delta f_{упч} \cdot K_2 K_3} \right| \qquad (2.59)$$

Здесь величина Δf_r соответствует значению абсолютной нестабильности опорного клистронного генератора, включенного по обычной схеме питания, за счет нестабильности питающих напряжений.

Чтобы получить представление о влиянии питающих напряжений на фазовую стабильность усилителя, приведем типичный количественный пример при использовании в качестве опорного генератора маломощного клистронного генератора 3-х сантиметрового диапазона.

Напряжение отражателя - I50 в.

Крутизна электронной настройки - 0,7 мгц/в.

Полоса пропускания УПЧ - 4 мгц.

Коэффициент K_2 - I00.

Коэффициент K_3 - 50.

При изменении питающих напряжений на I% будем иметь:

$$\Delta\varphi_{oc}' = \left| \frac{2 \cdot 1{,}5\,в \cdot 0{,}7\ мгц/в}{4\ мгц \cdot 100 \cdot 50} \right| \approx 10^{-4}\ рад$$

При обычной схеме питания опорного генератора, т.е. когда $K_3 = 1$

$$\Delta\varphi_{oc} = \left| \frac{2 \cdot 1{,}5\,в \cdot 0{,}7\ мгц/в}{4\ мгц \cdot 100} \right| \approx 5 \cdot 10^{-3}\ рад$$

Видно, что фазовая нестабильность гораздо ниже, чем у ЛБВ, у которых при изменении питающих напряжений на 1% фазовая нестабильность достигает нескольких десятых радиана. Более того, при желании коэффициент K_2 можно существенно повысить, можно также расширить полосу пропускания УПЧ, тем самым ещё больше снизив фазовую нестабильность.

Таким образом, величиной $\Delta\varphi_{ос}$ можно управлять, причем довольно простыми методами, что является полезным свойством такого усилителя СВЧ.

Вторым достоинством усилителя СВЧ с переносом усиления на промежуточную частоту следует считать то, что при его помощи можно получать большие коэффициенты усиления, что позволяет работать при минимальных связях с резонатором.

Экспериментальное исследование системы стабилизации на базе усилителя с переносом усиления на промежуточную частоту проводилось по схеме, изображенной на рис. 29. В качестве эталонного резонатора использовался вакуумированный сверхпроводящий резонатор. Он был изготовлен методом электролитического покрытия в борфтористоводородном электролите и имел при температуре $4{,}2^{0}$К нагруженную добротность 2.10^{7}. Вид колебаний H_{013}. Опорным генератором служил отражательный клистрон 3-х сантиметрового диапазона с выходной мощностью 50 мвт. Направленный ответвитель обладает направленностью 30-35 дб, его переходное затухание 30 дб.

Таким образом, почти вся мощность опорного генератора попадает в модулятор. В качестве модулятора использована настраиваемая проходная детекторная секция. Коаксиально-волноводные переходы -настраиваемые, обычной конструкции. Резонансный фильтр 5 имеет добротность 10^4 .

Резонансный усилитель 9 имеет регулируемый коэффициент усиления, максимальное значение которого составляет величину 80 дб. его полоса пропускания 4 мгц. Частотный детектор собран на взаимно-расстроенных контурах, расстояние между горбами частотной характеристики 3 мгц. Питание опорного клистронного генератора, а также усилителя промежуточной частоты производилось от выпрямителей с электронной стабилизацией, амплитуда пульсаций у которых составляла величину 3 мв. Коэффициент стабилизации K_2 опорного генератора выбиралоя $\sim$ 20.

Коэффициент стабилизации системы K , измеренный экспериментально, оказался $1{,}5 \cdot 10^5$, а вычисленный по формуле (2.57) $1{,}6 \cdot 10^5$. Измерение относительной нестабильности проводилось путем измерения разностной частоты двух идентичных источников, собранных по схеме рис. 29. Максимальное значение относительной нестабильности составило $\pm 1{,}3 \cdot 10^{-9}$ за час, $\pm 4 \cdot 10^{-10}$ за полчаса и $\pm 1 \cdot 10^{-10}$ за минуту. Для уменьшения вероятности односторонней

ошибки при измерении таким методом один из источников работал с использованием нижней, а другой - верхней боковых частот. Односторонняя ошибка за счет изменения уровня гелия в криостате по подсчетам составляла величину примерно на порядок ниже измеряемой.

Общий вид системы стабилизации показан на рис. 32.

Таким образом видно, что рассмотренная система стабилизации позволяет довольно простыми методами получать относительные нестабильности 10^{-9} - 10^{-10}. Существенным достоинством такой системы следует считать то, что она не требует применения высокостабильных источников питания.

Полученные выражения (2.54), (2.55), (2.56) и (2.57) позволяют рассчитать ту относительную нестабильность, которую можно ожидать от системы стабилизации.

Расчетные данные находятся в хорошем согласии с экспериментальными.

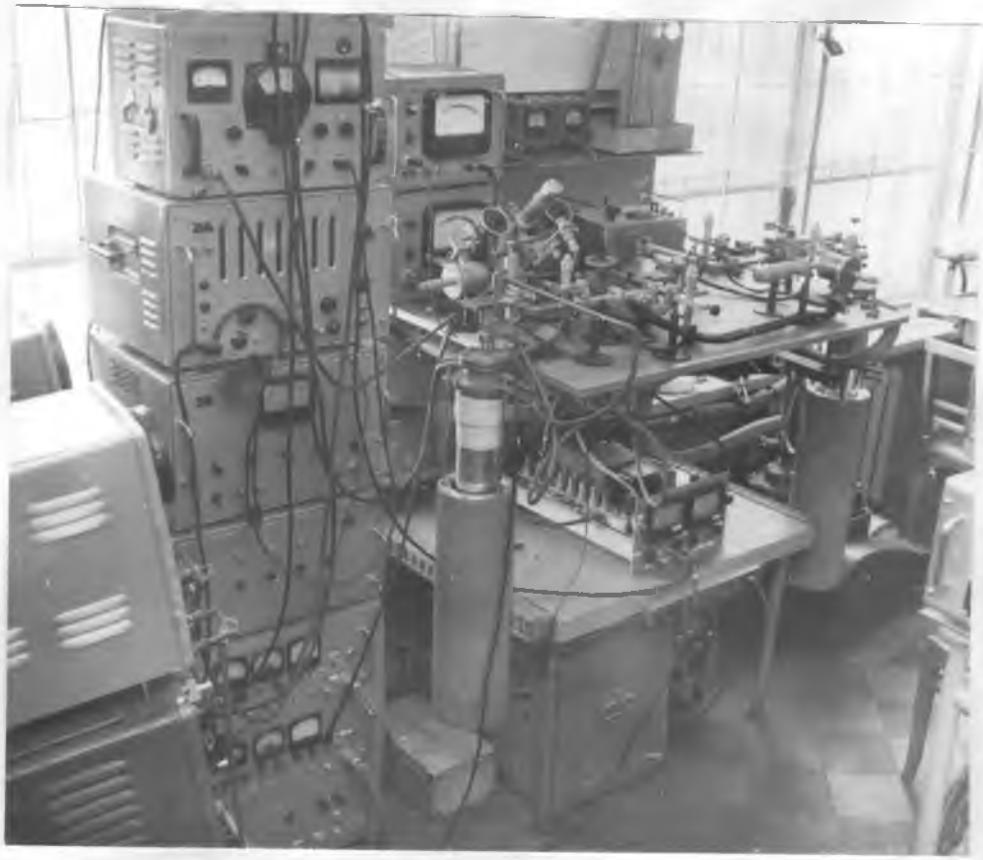


Рис. 32. Общий вид системы стабилизации.

§ 3. Система стабилизации с частотной модуляцией сигнала опорного генератора

В предыдущем параграфе была описана система стабилизации с амплитудной модуляцией сигнала опорного генератора. Однако, при такой способе получения стабильной частоты существенным недостатком является необходимость применения амплитудного модулятора. В схеме также используется ферритовый вентиль, что не всегда удобно. Все это, во-первых, усложняет схему, а во-вторых, ввиду того, что существующие СВЧ амплитудные модуляторы, с модулирующим детектором и др., для работы с час-

тотами модуляции порядка нескольких десятков мегагерц, являются маломощными, в системе нельзя в качестве опорного генератора использовать генератор большой мощности, а следовательно, получить сигнал стабильной боковой необходимой величины.

С другой стороны, мощность боковой, которую можно получить при амплитудной модуляции, меньше, чем та же мощность при частотной модуляции (имеются в виду оптимальные коэффициенты модуляции). Поэтому естественно для повышения к.п.д. системы использовать частотную модуляцию сигнала опорного генератора.

Блок-схема системы стабилизации в частотной модуляцией сигнала опорного генератора изображена на рис. 33 / /. Цифрами на схеме обозначены следующие элементы: I- опорный генератор, 2- резонансный фильтр, 3- сверхпроводящий резонатор, 4- смеситель, 5- усилитель промежуточной частоты, 6- частотный детектор.

Резонансный фильтр 2 должен быть настроен на частоту генератора I, а сверхпроводящий резонатор 3 должен быть настроен на частоту, отстоящую от частоты генератора I на значение промежуточной частоты, на которую настроен усилитель 5, т.е. должно выполняться соотношение:

$$f_r - f_1 = \Omega \quad \text{или} \quad f_1 - f_r = \Omega \tag{2.60}$$

где f_r - частота опорного генератора,

f_1 - частота, на которую настроен сверхпроводящий резонатор,

Ω - частота, на которую настроен усилитель промежуточной частоты.

При выполнении соотношения (2.60) система самовозбудится. Действительно, если на отражатель клистронного генератора I с усилителя 5 поступит промежуточная частота Ω , то сигнал клистронного генератора будет промодулирован по частоте и запишется следующим образом /90/:

$$u = U J_0(m) \sin \omega_r t + U \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} J_n(m) \cos(\omega_r t + n\Omega t) \quad (2.6I)$$

где $J_0(m)$ и $J_n(m)$ – функции Бесселя, аргументом которых является индекс модуляции m . Индекс модуляции определяется выражением

$$m = \frac{\omega_д}{\Omega} \quad (2.62)$$

где $\omega_д$ – отклонение частоты генератора от среднего значения.

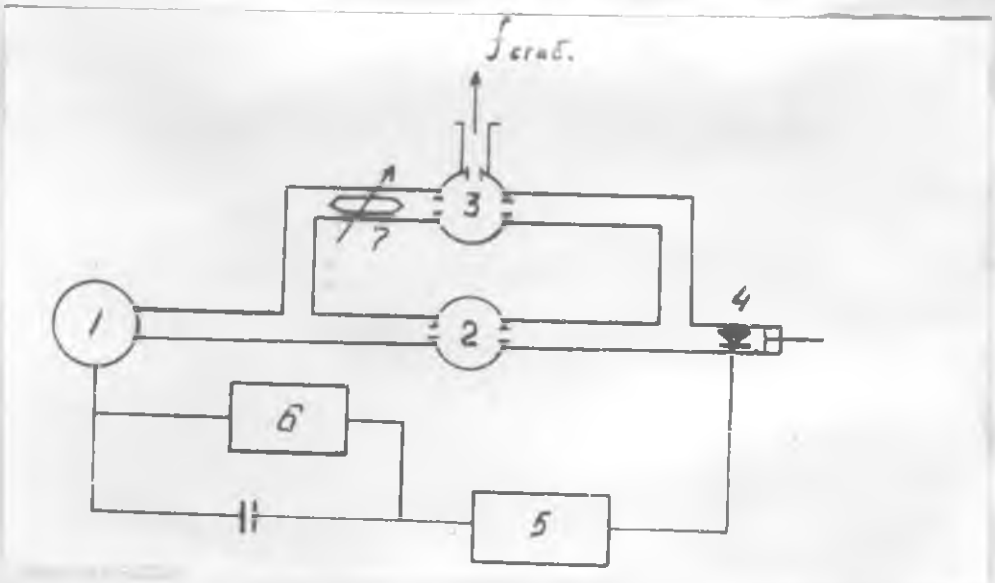


Рис. 33. Блок-схема системы стабилизации с частотной модуляцией сигнала опорного генератора.

Из соотношения (2.6I) следует, что в спектре частотно-модулированного колебания содержатся составляющие с частотами f_r , $f_r + \Omega$ и $f_r - \Omega$. Частота f_r пройдет через фильтр 2

а одна из боковых, в зависимости от того, на какую из них настроен сверхпроводящий резонатор 3, пройдет через резонатор 3. В результате смешения в смесителе 4 эти два сигнала дадут промежуточную частоту Ω , которая, будучи усилена в усилителе 5 снова поступит на отражатель.

Таким образом видно, что система действительно самовозбудится. Из выражения (2.6I) видно, что путем подбора индекса модуляции m можно добиться того, что мощность необходимой нам боковой будет значительно больше, чем сигнал несущей частоты f_r. Этого, естественно,не может быть при амплитудной модуляции. В динамике работа схемы с частотной модуляцией происходит так же, как и схемы с амплитудной модуляцией, а именно, на сколько по абсолютной величине изменится среднее значение несущей частоты f_r , на столько же изменится и промежуточная частота, значение же боковой, проходящей через сверхпроводящий резонатор, остается постоянным. Тот факт, что промежуточная частота Ω меняется при изменении частоты генератора I, используется для автоподстройки частоты этого генератора при помощи частотного детектора 6. Это дает возможность существенно сузить, при необходимости, полосу пропускания усилителя 5.

Параметры элементов схемы рис. 33 должны выбираться из следующих соображений. Полоса пропускания фильтра 2 зависит от абсолютной нестабильности частоты генератора I и должна выбираться исходя из соотношения

$$\Delta f_\phi \geq \Delta f_r'$$

где Δf_ϕ - полоса пропускания фильтра 2,

$\Delta f_r'$ - абсолютная нестабильность частоты генератора I.

Полоса пропускания усилителя промежуточной частоты выбирается таким же образом, т.е.

$$\Delta f_{упч} \geq \Delta f'$$

Абсолютное значение промежуточной частоты выбирается таким образом, чтобы затухание боковых при прохождении через фильтр 2 было гораздо больше, чем затухание боковой при прохождении через сверхпроводящий резонатор 3.

Коэффициент усиления усилителя 5 подбирается таким образом, чтобы система не самовозбуждалась при отсутствии резонатора 3 и, наоборот, возбуждалась в его присутствии.

Факторы, влияющие на стабильность частоты

Легко показать, что часть схемы рис. 33, изображенная на рис. 34, является усилителем СВЧ, в цепь обратной связи которого

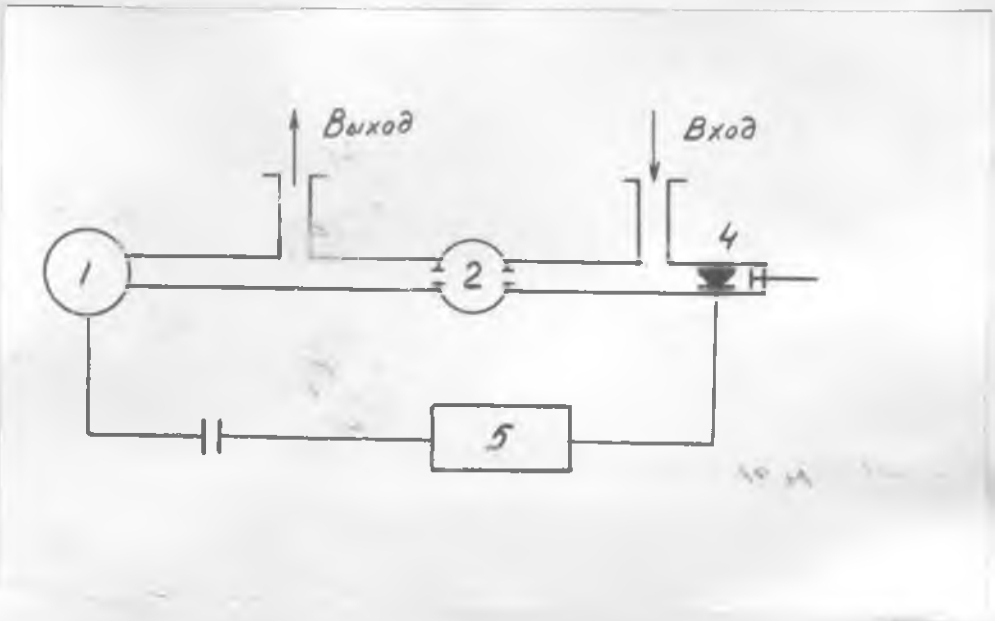


Рис. 34. СВЧ усилитель, входящий в состав системы стабилизации с частотной модуляцией сигнала опорного генератора.

включен сверхпроводящий резонатор. Действительно, если на "Вход" усилителя подать сигнал частоты f_1, который отстоит от частоты сигнала опорного генератора I на величину промежуточной частоты, то в смесителе 4 произойдет смешение этих частот и будет выделена промежуточная частота. После усиления в усилителе 5 промежуточная частота промодулирует по частоте сигнал опорного генератора. Как было уже показано выше, одна из боковых в спектре частотно-модулированного сигнала (2.61) будет по частоте в точности соответствовать сигналу f_1, поданному на "Вход" усилителя. Коэффициент усиления такого усилителя может быть достаточно высок и зависит в основном от коэффициента усиления усилителя промежуточной частоты 5.

Баланс фаз для генератора, изображенного на рис. 33 запишется обычным образом:

$$\varphi_{рез} + \varphi_{ос} = 2\pi n \quad (n = 0, 1, 2 \dots) \qquad (2.63)$$

где $\varphi_{рез}$ – фазовый сдвиг, даваемый резонатором,

$\varphi_{ос}$ – фазовый сдвиг в цепях обратной связи (т.е. в усилителе СВЧ).

Величина $\varphi_{ос}$ может зависеть от нестабильности опорного генератора I, поэтому и частота, генерируемая системой, будет в таком случае зависеть от нестабильности опорного генератора.

Выясним эту зависимость. На смеситель 4 рис. 33 одновременно поступают два сигнала: сигнал, прошедший через фильтр 2

$$e_{2c} = E_{2c} \sin(\omega_r t + \varphi_2)$$

где ω_r – частота опорного генератора I,

ω_2 – резонансная частота резонатора 2,

Q_2 – добротность резонатора 2,

$$\varphi_2 = -\operatorname{arctg} \frac{2(\omega_r - \omega_2)}{\omega_2} Q_2$$

и сигнал, прошедший через сверхпроводящий резонатор 3

$$e_1 = E_1 \sin \omega_1 t$$

Начальную фазу для краткости письма опускаем. Легко показать /87/, что в смесителе 4 будет выделена промежуточная частота

$$e_0 = \beta E_1 E_{rc} \cos(\Omega t - \varphi_2) \qquad (2.64)$$

где $\Omega = \omega_1 - \omega_r$

β – первая производная крутизны характеристики смесительного диода в рабочей точке с коэффициентом $\frac{1}{2!}$.

Предположим, что в качестве усилителя 5 использован резонансный усилитель, состоящий из n идентичных каскадов, анодными нагрузками в которых использованы резонансные контура с добротностью Q_1, настроенные на частоту Ω_p. Тогда фазовая характеристика такого усилителя может быть записана

$$-\varphi = n \operatorname{arctg} a_1 \qquad (2.65)$$

где $a_1 = \frac{2\Delta\Omega}{\Omega_p} Q_1$ – обобщенная расстройка.

Сдвиг фазы, который получит сигнал e_0 после прохождения усилителя промежуточной частоты, можно записать следующим образом:

$$-\varphi = n \operatorname{arctg}\left[\frac{2(\omega_1 - \omega_r - \Omega_p)}{\Omega_p} Q_1\right] = n \operatorname{arctg}\left(\frac{\omega_1 - \omega_r - \Omega_p}{\Delta\Omega_0}\right) \qquad (2.66)$$

где $\Delta\Omega_0$ – полуширина полосы пропускания контуров в анодных цепях усилителя промежуточной частоты.

На выходе усилителя 5 сигнал промежуточной частоты запишется следующим образом:

$$e_0' = K\beta E_1 E_{rc} \cos(\Omega t + \varphi - \varphi_2) = A\cos(\Omega t + \varphi - \varphi_2) \qquad (2.67)$$

где $K = \left(\frac{S Z_{э.р}}{\sqrt{1 + a_1^2}} \right)^n$ - коэффициент усиления усилителя 5,

S - крутизна характеристики ламп, используемых в усилителе,

$Z_{э.р} = \frac{\rho^2}{r}$ - эквивалентное сопротивление анодных контуров, у которых ρ и r волновое и активное сопротивление соответственно.

$$A = K \beta E_1 E_{гс}$$

С выхода усилителя сигнал e_0' будет подан на отражатель клистронного генератора I.

Как известно /I0/, крутизна электронной настройки отражательного клистрона для малых изменений угла пролета в области отражателя может быть записана

$$\frac{\Delta \omega}{\Delta U_{отр}} = - \frac{\pi (n + 0.75)}{Q_н} \cdot \frac{\omega_г}{U_р - U_{отр}} \qquad (2.68)$$

или

$$\Delta \omega = - B \Delta U_{отр} \qquad (2.69)$$

где

$$B = \frac{\pi (n + 0.75)}{Q_н} \cdot \frac{\omega_г}{U_р - U_{отр}}$$

n - номер зоны генерации $(n = 0, 1, 2 \ldots)$

$Q_н$ - нагруженная добротность резонатора клистрона,

$\omega_г$ - частота, генерируемая клистроном,

$U_р$ - напряжение резонатора,

$U_{отр}$ - напряжение отражателя,

$\Delta U_{отр}$ - приращение напряжения отражателя,

$\Delta \omega$ - приращение частоты, генерируемой клистроном, соответствующее изменению напряжения на отражателе $\Delta U_{отр}$

Так как приращение $\Delta U_{отр}$ в нашем случае определяется амплитудой сигнала промежуточной частоты, то, используя (2.67) и (2.69), запишем:

$$\Delta\omega(t) = -AB\cos(\Omega t+\varphi-\varphi_2) = AB\overbrace{\cos}(\Omega t+\varphi-\varphi_2\pm\pi) \quad (2.70)$$

Частота клистронного генератора при этом будет изменяться по закону

$$\omega(t) = \omega_r + \Delta\omega(t) = \omega_r + \omega_д\cos(\Omega t+\varphi-\varphi_2\pm\pi) \quad (2.71)$$

где $\omega_д = AB$ - амплитуда частотного отклонения (девиация частоты). Частотно-модулированные колебания при этом запишутся /88/

$$a(t) = A_0\sin[\omega_r t + m\sin(\Omega t+\varphi-\varphi_2\pm\pi)] \quad (2.72)$$

где A_0 - амплитуда сигнала клистронного генератора.

Ограничимся интересующими нас первыми тремя членами разложения соотношения (2.72)

$$a'(t) = A_0 J_0(m)\sin\omega_r t + A_0 J_1(m)\sin[(\omega_r+\Omega)t+\varphi-\varphi_2\pm\pi] - A_0 J_1(m)\sin[(\omega_r-\Omega)t-\varphi+\varphi_2\mp\pi] \quad (2.73)$$

где $J_0(m)$ и $J_1(m)$ - функции Бесселя первого рода от аргумента m

Из выражения (2.73) видно, что в спектре частотно-модулированного сигнала $a(t)$, который получается на выходе опорного генератора, содержится сигнал с частотой ω_r, а также

$$\omega_1 = \omega_r + \Omega$$

Если коэффициент передачи резонатора 2 записать:

$$K_2(\omega_r) = K_2'\frac{1}{\sqrt{1+a_2^2}} \quad (2.74)$$

где K_2' - постоянный коэффициент, зависящий от связи резонатора с линией

$a_2 = \frac{2(\omega_r-\omega_2)}{\omega_2}Q_2$ - обобщенная расстройка, то амплитуда сигнала, прошедшего через резонатор 2 в смеситель 4, запишется следую-

щим образом:

$$E_{rc} = K_2' A_0 J_0(m) \frac{1}{\sqrt{1+a_2^2}} \qquad (2.75)$$

Коэффициент усиления усилителя СВЧ может быть записан, как отношение амплитуд выходного сигнала к входному.

$$K_{СВЧ} = \frac{A_0 J_1(m)}{E_1} \qquad (2.76)$$

Используя (2.62), (2.7I) и (2.75), а также ранее принятые обозначения можно записать:

$$m = \frac{AB}{\mathcal{R}} = \frac{k_\beta B E_1 E_{rc}}{\mathcal{R}} = \frac{k_\beta B E_1 K_2 A_0 J_0(m)}{\mathcal{R}} \qquad (2.77)$$

Величина m , найденная путем решения уравнения (2.77) может быть подставлена в (2.76) и таким образом может быть найден коэффициент усиления усилителя СВЧ. Как видно из (2.76) и (2.77), коэффициент усиления зависит от амплитуды усиливаемого сигнала, а также от частоты опорного генератора.

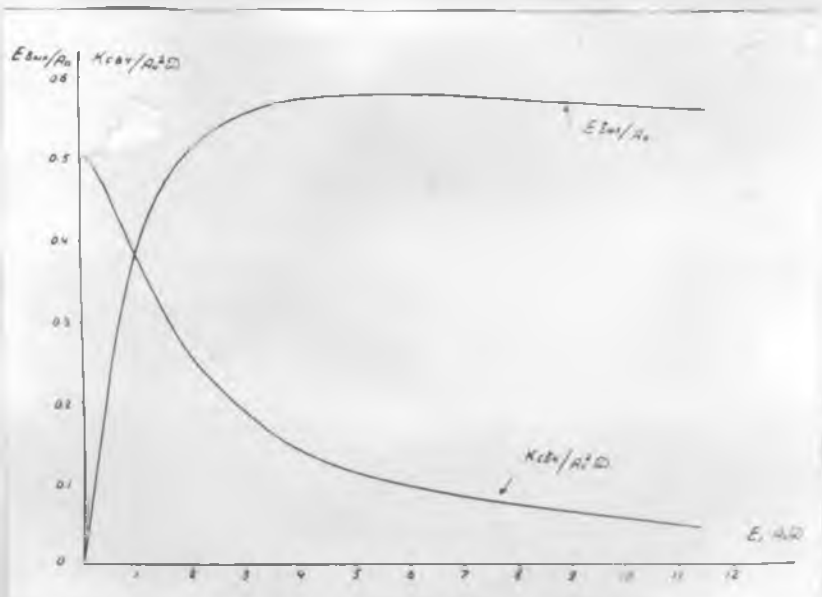


Рис. 35. Зависимость амплитуды выходного сигнала, а также коэффициента усиления усилителя, от амплитуды сигнала, подаваемого на вход.

На рис. 35 показана зависимость в приведенных единицах амплитуды выходного сигнала, а также коэффициента усиления, от амплитуды входного сигнала при $\omega_r = const$. Видно, что коэффициент усиления является функцией усиливаемого сигнала и при увеличении последнего монотонно падает. Максимальный коэффициент усиления соответствует малым амплитудам усиливаемого сигнала, а следовательно, автогенератор с использованием такого усилителя будет иметь мягкий режим самовозбуждения.

На рис. 35 также видно, что при значениях $E_1 > \frac{3,5}{A_0 \mathcal{D}}$ где $\mathcal{D} = \frac{K K_r \beta B}{\Omega}$ амплитуда выходного сигнала почти не зависит от амплитуды сигнала, подаваемого на вход, т.е. наступает насыщение. Следует, однако, отметить, что в данном усилителе режим насыщения не связан с искажением формы усиливаемого сигнала. Каждому значению E_1 соответствует вполне определенное значение амплитуды боковой в спектре частотно-модулированного сигнала, а поскольку амплитуда боковой пропорциональна $J_1(m)$, то при определенных значениях m величина $J_1(m)$ достигает максимума, дальнейшее увеличение индекса m приведет к уменьшению амплитуды боковой. Этот процесс не связан с искажением формы сигнала боковой, а следовательно и с искажением формы усиливаемого сигнала.

Интересно отметить следующее обстоятельство. Как уже указывалось, при значениях $E_1 > \frac{3,5}{A_0 \mathcal{D}}$ амплитуда выходного сигнала слабо зависит от амплитуды усиливаемого сигнала. Это связано со следующим обстоятельством. Сигнал боковой частоты пропорционален $J_1(m)$, а сигнал несущей частоты ω_r , который подается через фильтр 2 в смеситель для выделения промежу-

точной частоты, пропорционален $J_0(m)$. При увеличении входного сигнала E_1 происходит увеличение сигнала на выходе усилителя промежуточной частоты, а следовательно, и индекса модуляции m. При этом амплитуда боковой растет, а амплитуда несущей, поступающей в смеситель, падает, а поскольку амплитуда промежуточной частоты пропорциональна сигналу несущей, возникает отрицательная обратная связь. Коэффициент отрицательной обратной связи растет с ростом E_1. Этим и объясняется насыщение в районе $E_1 > \frac{3,5}{A_0 D}$. Индекс модуляции в схеме такого усилителя, даже при неограниченном возрастании E_1 не может стать больше того значения, при котором $J_0(m)$ превращается в нуль.

Если от такого усилителя требуется получить постоянную выходную мощность, что важно в системах стабилизации амлитуды СВЧ сигналов, то наиболее выгодным является режим, при котором $m \approx 1,6 \div 2,0$, что соответствует значениям $E_1 \approx \frac{3,5}{A_0 D} \div \frac{9}{A_0 D}$ При этом коэффициент усиления усилителя еще достаточно высок и составляет величину $\sim 0,2-0,1$ от своего максимального значения, амплитуда полезного сигнала составляет максимально возможную величину $\sim 57-58\%$ от амплитуды сигнала опорного генератора. Выходная же мощность полезного сигнала почти не зависит от амплитуды сигнала подаваемой на вход усилителя. Этот режим является наиболее выгодным и при использовании такого усилителя для целей генерирования частот высокой стабильности. В этом режиме, во-первых, можно получить максимальную мощность, а, во-вторых, поскольку усилитель работает в режиме стабилизации амплитуды, выходной сигнал не

будет промодулирован по амплитуде за счет нестабильности частоты опорного генератора.

Как видно из (2.73) в результате прохождения через усилитель СВЧ сигнал с частотой ω_1 получил фазовый сдвиг

$$\Delta\varphi_{oc} = \varphi - \varphi_2 \pm \pi =$$

$$= -n\,arctg\left[\frac{2(\omega_1-\omega_r-\Omega_p)Q_1}{\Omega_p}\right] + arctg\left[\frac{2(\omega_r-\omega_2)Q_2}{\omega_2}\right] \pm \pi \quad (2.78)$$

Если система построена так, что $\omega_2 = \omega_1 - \Omega_p$ т.е. сверхпроводящий резонатор настроен на верхнюю боковую, то обозначая $\omega_r - \omega_2 = \Delta\omega_r$ для малых расстроек соотношение (2.78) примет вид:

$$\Delta\varphi_{oc} = \left(\frac{2n\Delta\omega_r}{\Omega_p}Q_1 + \frac{2\Delta\omega_r}{\omega_2}Q_2\right) \pm \pi \quad (2.79)$$

Постоянный сдвиг фазы π может быть скомпенсирован при помощи фазовращателя 7.

Если в цепь обратной связи рассматриваемого усилителя будет включен резонатор с добротностью Q_3, то относительная нестабильность такого генератора запишется следующим образом:

$$\frac{\Delta\omega_1}{\omega_1} = \frac{\Delta f_1}{f_1} = \frac{|\Delta\varphi_{oc}|}{2Q_3} = \frac{\Delta\omega_r\left(\frac{nQ_1}{\Omega_p} + \frac{Q_2}{\omega_2}\right)}{Q_3} \quad (2.80)$$

А коэффициент стабилизации, который был введен в предыдущем параграфе, запишется как

$$K_1 = \frac{\Delta f_r}{\Delta f_1} = \frac{Q_3}{2\pi f_1\left(\frac{nQ_1}{\Omega_p} + \frac{Q_2}{\omega_2}\right)} \quad (2.81)$$

Поскольку на практике полосу пропускания УПЧ можно всегда выбрать больше полосы пропускания фильтра 2, выражения (2.80) и (2.81) для этого случая можно переписать в следующем виде:

$$\frac{\Delta f_1}{f_1} \approx \frac{\Delta f_r}{\Delta f_\phi Q_3} \qquad (2.82)$$

$$K_1 = \frac{\Delta f_r}{\Delta f_1} \approx \frac{\Delta f_\phi Q_3}{f_r} \qquad (2.83)$$

где Δf_ϕ – полоса пропускания фильтра 2.

В выражении (2.83) вместо f_1 записано f_r, т.к. промежуточная частота выбирается гораздо ниже чем частота f_r.

С учетом коэффициента стабилизации частоты опорного генератора при помощи частотного детектора 6 общий коэффициент стабилизации запишется:

$$K = K_1 \cdot K_2 \approx K_1 S'_\partial \cdot S'_y \qquad (2.84)$$

где K – общий коэффициент стабилизации

$K_2 \approx S'_\partial S'_y$ – коэффициент стабилизации опорного генератора,

S'_∂ – крутизна частотного детектора,

S'_y – крутизна электронной настройки используемого клистрона.

С учетом (2.84) выражения (2.82) и (2.83) запишутся следующим образом

$$\frac{\Delta f_1'}{f_1} \approx \frac{\Delta f_r}{\Delta f_\phi Q_3 S'_\partial S'_y} \qquad (2.85)$$

$$K \approx \frac{\Delta f_\phi Q_3 S'_\partial S'_y}{f_r} \qquad (2.86)$$

Сравнивая выражения (2.85) и (2.86) с выражениями (2.56) и (2.57), легко видеть, что они совершенно идентичны, исключение составляет то, что в выражениях (2.85) и (2.86) роль полосы пропускания УПЧ играет полоса пропускания фильтра 2. Из этого можно заключить, что при выше принятых допущениях схема с частотной модуляцией обеспечивает примерно такой же коэффициент стабилизации, как и схема с амплитудной модуляцией.

Мощность же полезного сигнала, как это следует из выраже-

ния (2.6I), в схеме с частотной модуляцией можно получить большую. В этом состоит основное преимущество данной схемы.

Экспериментальная проверка подтвердила высказанные предположения. Система стабилизации, собранная в соответствии с блок-схемой рис. 33 обеспечивает примерно такую же относительную нестабильность, как и система с амплитудной модуляцией, однако мощность полезного сигнала составляла величину ~30% от мощности опорного генератора.

Таким образом рассмотренная схема, как и схема с амплитудной модуляцией, позволяет получать малые относительные нестабильности $\sim 10^{-9}$-10^{-10}, однако она обладает тем преимуществом, что мощность полезного сигнала, при равных мощностях опорных генераторов, можно получить выше, чем в схеме с амплитудной модуляцией. Описанная схема позволяет также осуществить стабилизацию амплитуды выходного сигнала.

Расчетные соотношения (2.85) и (2.86), позволяющие вычислять относительную нестабильность и коэффициент стабилизации, находятся в хорошем согласии с экспериментом.

Г Л А В А 3

ВИБРОУСТОЙЧИВЫЙ ВАРИАНТ ИСТОЧНИКА СТАБИЛЬНОЙ ЧАСТОТЫ 3-х САНТИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА СО СВЕРХПРОВОДЯЩИМ РЕЗОНАТОРОМ

В предыдущих параграфах было показано, что на базе сверхпроводящих резонаторов могут быть созданы системы стабилизации, дающие в области СВЧ диапазона сигнал приемлемой мощности с относительной нестабильностью частоты $\sim 10^{-9}$-10^{-10}. Очевидно, что эти системы, обладая такой малой нестабильностью частоты, найдут самое широкое применение в технике СВЧ, а также в самых различных областях науки и техники. В этой связи крайне важным является вопрос, связанный с исследованием возможности создания систем стабилизации на базе сверхпроводящих резонаторов с приемлемыми эксплуатационными характеристиками (габариты, вес, транспортабельность, виброустойчивость, расход жидкого гелия, время непрерывной работы и т.д.). Ниже приведены результаты экспериментов по выяснению возможности создания такой системы, обладающей приемлемыми эксплуатационными качествами, в том числе и виброустойчивостью.

§ I. Криостат для охлаждения резонатора до гелиевой температуры

Для создания виброустойчивого источника стабильной частоты необходим криостат, который, с одной стороны остается работоспособным в условиях вибраций, с другой стороны такой криостат должен обеспечивать надежное охлаждение резонатора до гелиевой температуры. Естественно при этом, что для создания источника с малой относительной нестабильностью, такой резонатор должен быть вакуумирован.

Опыт показал, что в том случае, когда коаксиалы, через которые осуществляется связь, охлажденного до гелиевой темпе-

ратуры резонатора с внешним усилителем, проходят через ванну с жидким гелием, имеется зависимость генерируемой частоты от уровня жидкого гелия в криостате. Это связано с тем, что при выкипании гелия изменяется распределение температуры вдоль коаксиалов, а следовательно и их длина.

Избавиться от этого недостатка позволяет конструкция криостата, в которой коаксиалы не проходят через ванну с жидким гелием. В этом случае температуру коаксиалов можно зафиксировать в нескольких точках и тем самым сделать ее независимой от уровня жидкого гелия в криостате. Однако такое решение имеет недостаток, связанный с некоторым увеличением испаряющегося жидкого гелия в связи с увеличением теплопритока. Все же такая конструкция предпочтительна при стремлении получить минимальные значения относительной нестабильности за длительный промежуток времени. В криостатах, которые описаны ниже, принята именно такая конструкция.

Криостат, конструкция которого изображена на рис. 36, выполнен с использованием экранно-вакуумной изоляции, в нем отсутствует емкость для жидкого азота. Криостат содержит следующие основные узлы и элементы: емкость для жидкого гелия I; карман, в который помещается охлаждаемый резонатор 2; теплозащитный экран 3; внутренний защитный кожух 4; наружная вакуумная рубашка 5; верхний 6 и нижний 7 фланцы. Емкость для жидкого гелия I, а также фланец 8 теплозащитного экрана 3 подвешены к верхнему фланцу 6 с помощью двух подвесок 9 и заливочного патрубка IO. Для уменьшения теплопритока подвеска 9 и патрубок IO выполнены в виде тонкостенной трубки из нержавеющей стали.

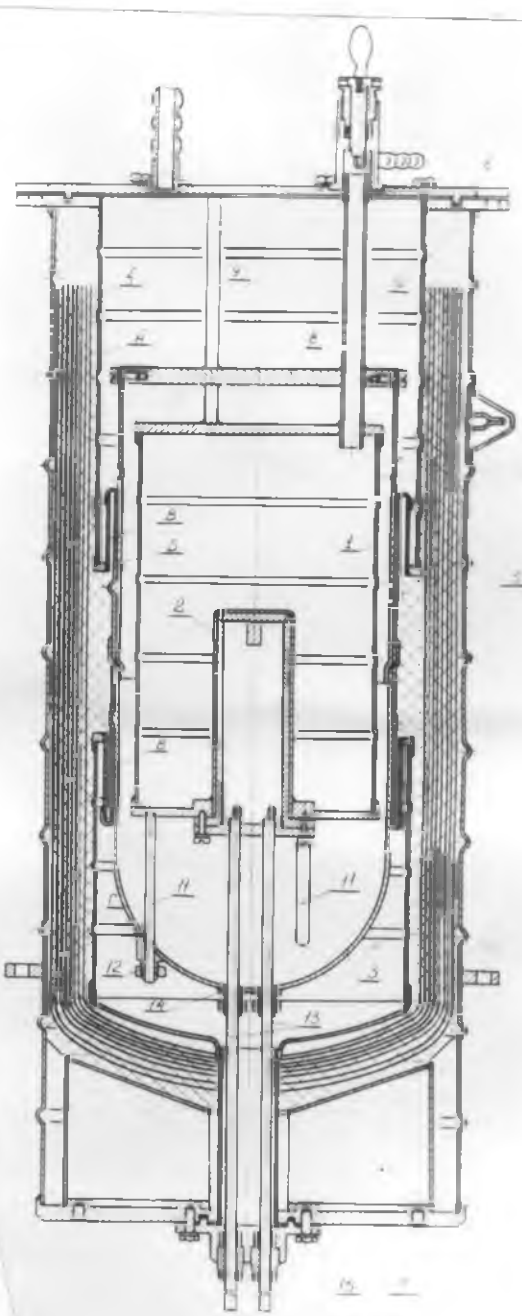


Рис. 36. Конструкция криостата с экранно-вакуумной изоляцией.

Кроме того, гелиевая емкость I зафиксирована в теплозащитном экране 3 при помощи трех фиксаторов II, выполненных также в виде тонкостенных трубок из нержавеющей стали. Фиксаторы II наглухо припаяны к гелиевой емкости, а к теплозащитному экрану крепятся при помощи цанг I2. Таким образом, достигается жесткость крепления гелиевой емкости в теплозащитном экране. В свою очередь, внутенний защитный кожух выполнен таким образом (элементы А,Б,В,Г), что теплозащитный экран оказывается в нем зафиксированным в горизонтальном направлении. В результате перечисленных мер крепление всех узлов оказывается жестким.

Конфигурация защитного кожуха 4 (элементы А.Б, В,Г) выбраны таким образом для увеличения тепловой развязки между верхним фланцем 6 и теплозащитным экраном 3. Элемент А выполнен из нержавеющей стали. С нижним фланцем 7 защитный кожух 4 также соединен при помощи тонкостенной трубки из нержавеющей стали.

Наружный защитный кожух 5, для придания ему механической прочности, выполнен из нержавеющей стали толщиной I,5 мм.

Между наружным защитным кожухом 5, который одновременно является наружной вакуумной рубашкой,и внутренним защитным кожухом 4 для уменьшения теплопритока за счет лучеиспускания помещена экранно-вакуумная изоляция, состоящая из 20 слоев алюминиевой фольги с прослойками из стеклобумаги СБР-М производства Севанского завода "Электростеклоизоляция".

Вакуумный объем, образуемый внешним 5, внутренним 4 защитными кожухами и фланцами 6 и 7, а также вакуумный объем, образуемый внутренним защитным кожухом 4 и фланцами 6 и 7 разделены. Это сделано по следующей причине. Вакуумный объем,

заполненный экранно-вакуумной изоляцией, требует тщательной и длительной откачки, т.к. экранно-вакуумная изоляция надежно работает только при давлении остаточных газов $\sim 10^{-5}$ мм рт.ст. Если бы указанные объемы не были разделены, то каждый раз после очередной разборки криостата, приходилось бы повторять процедуру откачки всего объема на высокий вакуум. В данном же случае откачка объема, заполненного экранно-вакуумной изоляцией производится один раз, после чего данный объем запаивается. Объем же, образованный внутренним защитным кожухом 4 и фланцами 6 и 7, после очередной разборки откачивается на форвакуум $\sim 10^{-2}$. После заливки жидкого гелия остаточные газы в этом объеме вымерзают и вакуум становится высоким.

Все швы криостата выполнены при помощи аргоно-дуговой сварки или на твердом припое ПСР-45.

Охлаждаемый резонатор 2 связан с внешним усилителем при помощи коаксиалов 13, выполненных из тонкостенной нейзильберовой трубки. В качестве центрального провода использован капилляр из нержавеющей стали.

Коаксиалы проходят через теплозащитный экран 3 и фиксируются в нем при помощи цанг 14. Вакуумноплотное соединение коаксиалов с фланцем 7 осуществляется при помощи дополнительного фланца 15. Вакуумные уплотнения фланца 15 с фланцем 7 и коаксиалами выполнены из вакуумной резины.

Испытания криостата такой конструкции показали, что 3 л. жидкого гелия (объем гелиевой емкости) выкипают в течение времени $\sim$ 1 часа. Это, по-видимому, было связано с тем, что охлаждение фланца 8 теплозащитного экрана 3 парами гелия, по-

средством спая патрубка 10, через который проходят пары гелия, с фланцем 8, оказалось малоэффективным.

Вторым недостатком такой конструкции было то, что температура теплозащитного экрана 3, который выполнен из меди, зависит от режима выкипания гелия. Действительно, чем скорее выкипает жидкий гелий, тем эффективнее охлаждение спая фланца8 с патрубком 10 и, следовательно, ниже температура теплозащитного экрана. А поскольку теплозащитный экран посредством цанг 14 имеет хороший тепловой контакт с коаксиалами 13, то температурный режим коаксиалов также будет зависеть от скорости выкипания гелия.

Такая зависимость приводит к появлению зависимости генерируемой частоты уже не от уровня гелия, как в случае, когда коаксиалы проходят через ванну с жидким гелием, а от скорости его выкипания.

Третьим недостатком данной конструкции оказалось то, что. несмотря на отсутствие течи, вакуум в объеме, заполненном экранно-вакуумной изоляцией, в течение нескольких дней постепенно ухудшался и криостат приходилось снова перекачивать.

С целью устранения указанных недостатков была испытана другая конструкция криостата рис. 37. Такой криостат отличается от криостата, изображенного на рис. 36 тем, что в нем отсутствует внутренний защитный кожух и экранно-вакуумная изоляция, а также на фланец теплозащитного экрана напаян медный змеевик 1, через который проходят отходящие пары гелия.

Отсутствие внутреннего защитного экрана дало возможность существенно снизить теплоприток к теплозащитному экрану за счет теплопроводности защитного экрана, а наличие змеевика

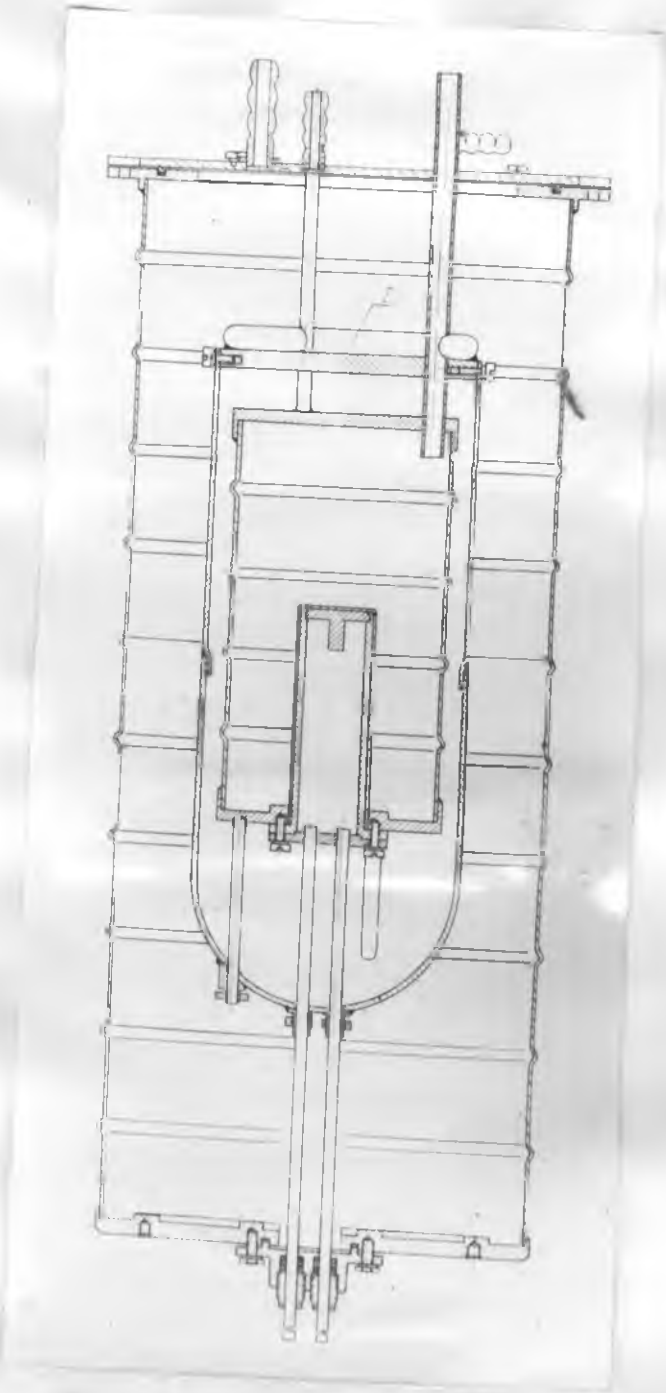


Рис. 37. Конструкция криостата без экранно-вакуумной изоляции.

на фланце теплозащитного экрана дало возможность существенно улучшить охлаждение этого экрана отходящими парами гелия.

Испытания такого криостата показали, что 3 л. жидкого гелия выкипают из гелиевой емкости в течение 5 часов.

Однако такая конструкция также имеет свои недостатки. Во-первых, за счет отсутствия внутреннего защитного экрана, фиксирующего положение теплозащитного экрана, такой криостат невиброустойчив при горизонтальных вибрациях. Во-вторых, в нем, как и в первом варианте, существует зависимость теплового режима коаксиалов от скорости испарения гелия. Можно, конечно, было ликвидировать такую зависимость путем устранения теплового контакта коаксиалов с теплозащитным экраном, однако этот путь нельзя считать рациональным, т.к. при этом увеличивается теплоприток через коаксиалы в гелиевую ванну и, чтобы его уменьшить, приходится увеличивать длину коаксиалов, а следовательно и габариты криостата.

Наиболее оптимальной оказалась конструкция криостата, изображенного на рис. 38. Его конструкция во многом сходна с конструкцией криостата, изображенного на рис. 36. Однако, имеются и отличия. Они заключаются в следующем. На фланец 8 теплозащитного экрана напаяна емкость для жидкого азота I, заливка азота в которую осуществляется через заливочные патрубки (α), имеющие с фланцем 6, во избежание быстрого выкипания азота, тепловые развязки. Таким образом, в установившемся режиме фланец 8 и теплозащитный экран имеют температуру кипящего азота. (Фланец 8 и теплозащитный экран выполнены из меди). Это дало возможность устранить влияние скорости выкипания гелия на час-

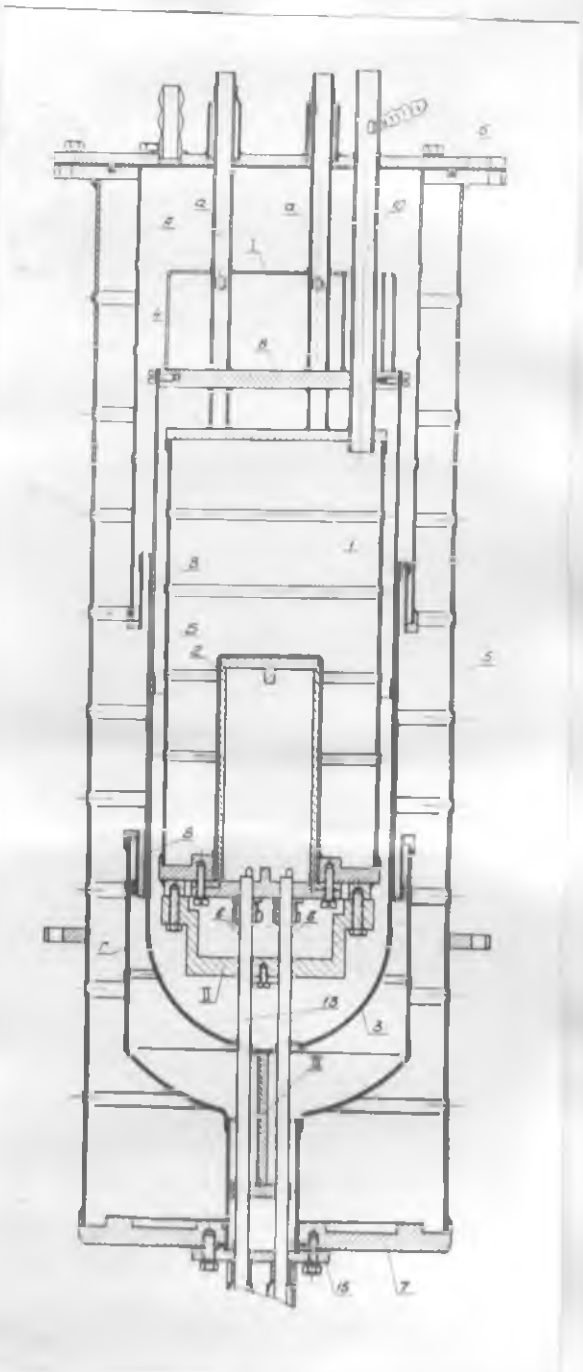


Рис. 38. Конструкция криостата с азотной емкостью.

тоту генерируемых колебаний. С целью уменьшения теплопритока от теплозащитного экрана к гелиевой емкости устранены фиксаторы II Рис. 36. С точки зрения виброустойчивости оказалось достаточным крепления гелиевой емкости только к фланцу 8. Некоторую дополнительную фиксацию обеспечивают сами коаксиалы, которые к фланцу резонатора присоединены при помощи цанг (6).

Для уменьшения теплопритока по коаксиалам к самому резонатору применен тепловой шунт П, дающий возможность почти полностью исключить теплоприток к резонатору со стороны коаксиалов.

Для уменьшения теплопритока по коаксиалам они соединены с теплозащитным экраном не в месте их пересечения, а посредством толстого медного жгута Ш на расстоянии 70 мм от дополнительного фланца I5.

В данном криостате отсутствует экранно-вакуумная изоляция, а также соединены вакуумные объемы.

Вес криостата	38 кг
Высота по фланцам	670 мм
Максимальный диаметр	310 мм
Объем гелиевой емкости	3 л
Объем азотной емкости	I л
Время работы при единоразовой заливке жидкого азота и гелия	I4 часов

Криостат допускает доливку гелия и азота в рабочем состоянии.

Внешний вид криостата показан на рис. 39.

Для уменьшения механических нагрузок на криостат при вибрациях применена специальная система амортизации Рис. 40.

Рис. 39. Общий вид криостата с азотной емкостью.

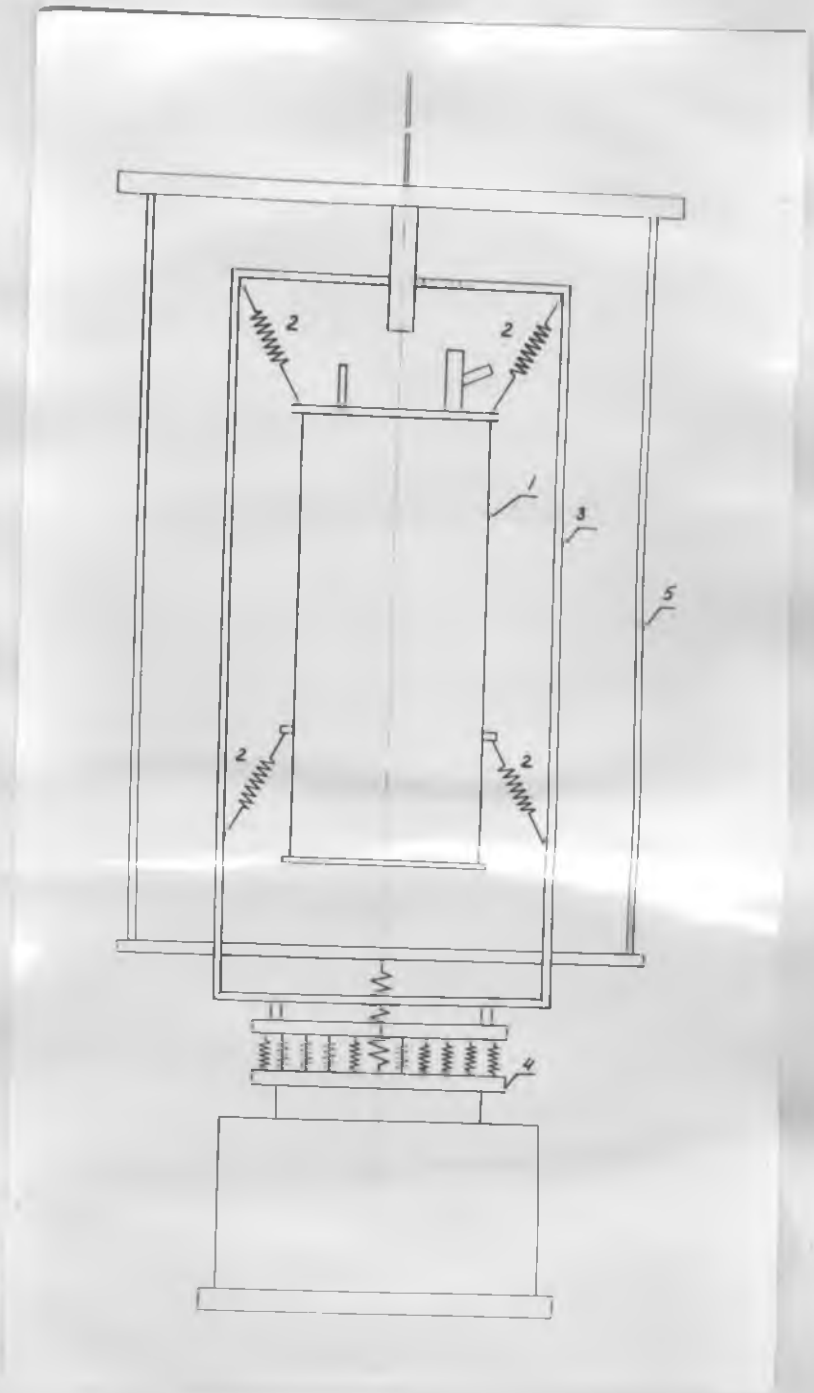


Рис. 40. Система амортизации криостата.

Криостат I подвешивается на пружинах 2 внутри металлической рамки 3. Жесткость пружин подобрана таким образом, что резонансная частота колебаний криостата составляет величину ~ I-2 гц.

При испытаниях на виброустойчивость сама рамка устанавливается на вибростол 4 также на пружинах. Резонансная частота колебаний рамки на пружинной подставке с подвешенным в ней криостатом, выбрана ~9 гц. Это дает возможность проверить амортизационные качества не только такой двойной системы амортизации, а и пружинной подставки для рамки и пружинной подвески самого криостата в отдельности.

Для компенсации статической нагрузки на вибростол была использована пружинная подтяжка (внешняя рамка 5), которая при помощи блоков и противовеса позволяла скомпенсировать вес криостата и таким образом ликвидировать статическую нагрузку.

Криостат с азотной емкостью в комплексе с системой амортизации был испытан на виброустойчивость в диапазоне частот вибраций от 50 до 2000 гц при максимальном значении $g = 15$. В диапазоне от 5 до 50 гц испытания проводились при амплитуде вибраций ~3 мм.

Испытания показали, что описанная система амортизации эффективно работает во всем диапазоне указанных частот, а криостат во всем диапазоне указанных частот при указанном ускорении на вибраторе вибростенда остается работоспособным. Скорость испарения гелия почти не зависит от частоты и амплитуды вибраций за исключением частоты 9,5 гц, на которой наблюдается резонанс рамки, в которой подвешен криостат. На этой частоте система амортизации работает менее эффективно, чем на остальных частотах.

Скорость выкипания гелия увеличивается в I,2 раза, однако работоспособность криостата сохраняется, несмотря на то, что на частоте резонанса рамки, ее амплитуда вибрации в несколько раз превышает амплитуду вибрации вибратора вибростола. Из этого можно заключить, что работоспособность криостата с системой амортизации не нарушается в указанном диапазоне частот вибр ций, если для амортизации использовать только подвеску криостата внутри рамки.

§ 2. Схемные и конструктивные особенности источника стабильной частоты

В главе 2 настоящей части были рассмотрены две системы стабилизации частоты на базе сверхпроводящих резонаторов. Было показано, что системы такого типа могут быть мало критичны к нестабильности питающих напряжений. Оказывается, что на базе таких систем могут быть выполнены также источники мало чувствительные к вибрационным нагрузкам. Этого можно достичь в том случае, если усилитель промежуточной частоты, частотный детектор и волноводно-коаксиальный блок выполнить в виброустойчивом варианте.

Виброустойчивый вариант источника стабильной частоты был выполнен с использованием схемы с амплитудной модуляцией сигнала опорного генератора. При выборе параметров схемы был учтен следующий факт. Время переходных процессов в схеме автоматической подстройки частоты опорного генератора гораздо больше, чем время переходных процессов в схеме стабилизации боковой

Естественно, что при этом вибрации наибольшим образом будут влиять на стабильность частоты опорного генератора. Поскольку оба коэффициента стабилизации входят в общий коэффициент стабилизации как множители (2.54), то для уменьшения влияния вибраций на этот коэффициент, коэффициент стабилизации опорного генератора выбран небольшим ~20. С другой стороны были предприняты меры для увеличения коэффициента стабилизации боковой, для чего частотная характеристика УПЧ была выбрана с плоской вершиной (ширина плоской части 3 мгц).

Блок-схема виброустойчивого СВЧ источника приведена на рис. 4I. Цифрами на схеме обозначены следующие элементы: опорный клистронный генератор I; штыревой трансформатор полных сопротивлений 2; направленный ответвитель 3; волноводно-коаксиальные переходы 4; волноводный тройник 5; модуляторная головка 6; ферритовый вентиль 7; смесительная детекторная головка 8; усилитель промежуточной частоты и частотный детектор 9; блок контроля I0 и сверхпроводящий резонатор II.

В качестве клистронного генератора использован клистрон 3-х сантиметрового диапазона с выходной мощностью порядка 60 мвт. Волноводно-коаксиальные переходы и направленный ответвитель представляют единую конструкцию и выполнены следующим образом. В стандартном направленном ответвителе с переходным затуханием ~30 дб сверлятся отверстия под коаксиалы, а затем для жесткости крепления припаиваются цанги рис. 42. В качестве модуляторной и смесительной головок использованы стандартные настраиваемые детекторные головки. Все волноводные сочленения прошлицованы и скреплены болтами. Положение

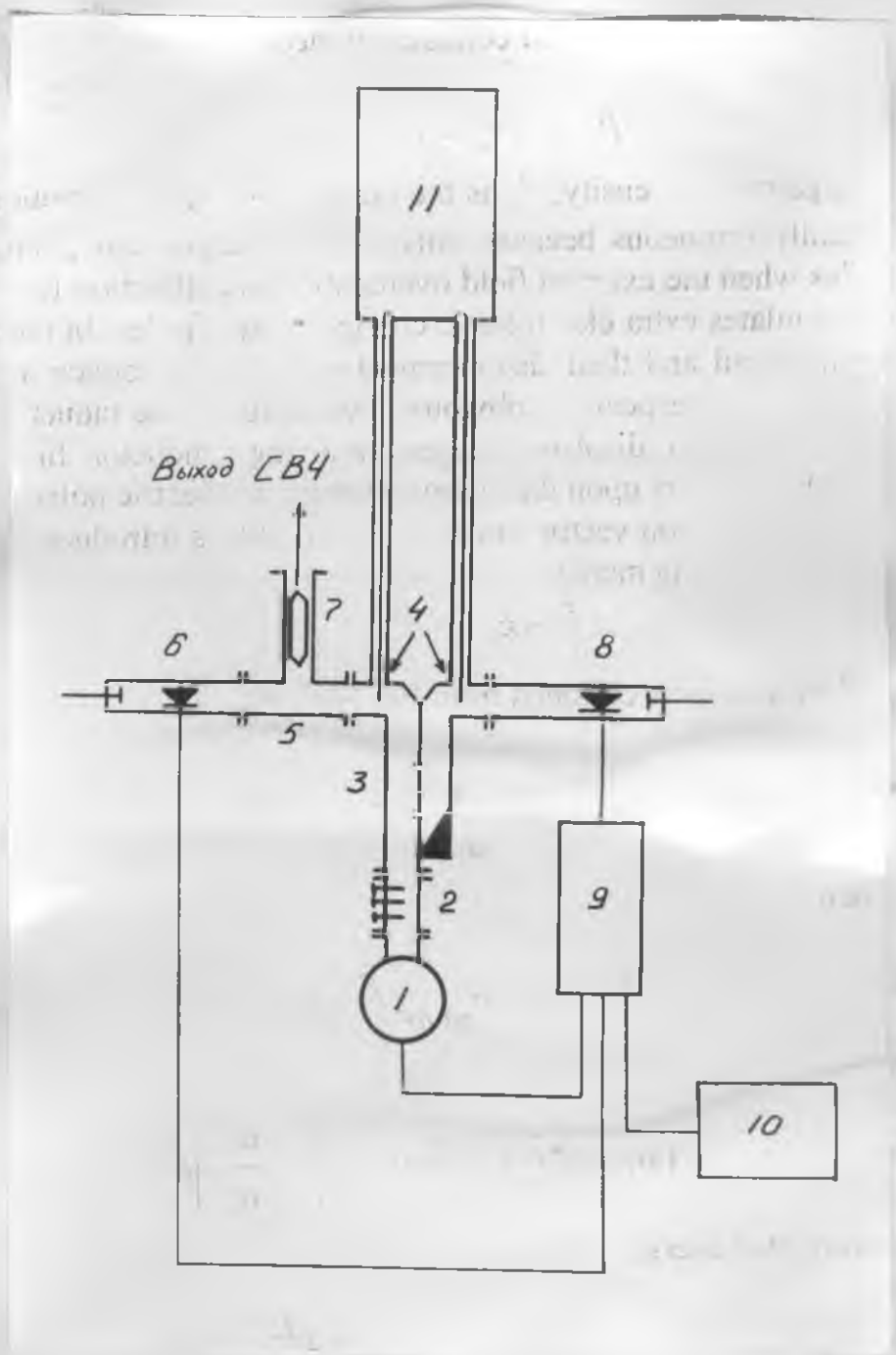


Рис. 41. Блок-схема виброустойчивого источника стабильной частоты.

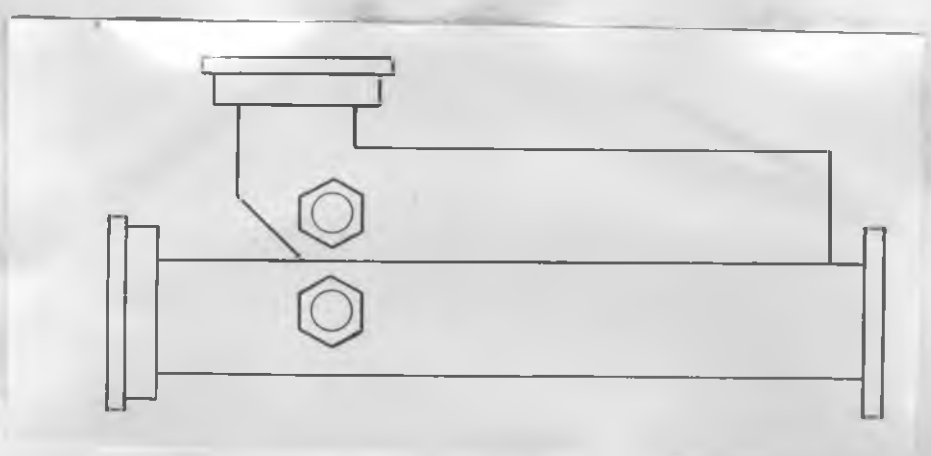


Рис. 42. Коаксиально-волноводный переход.

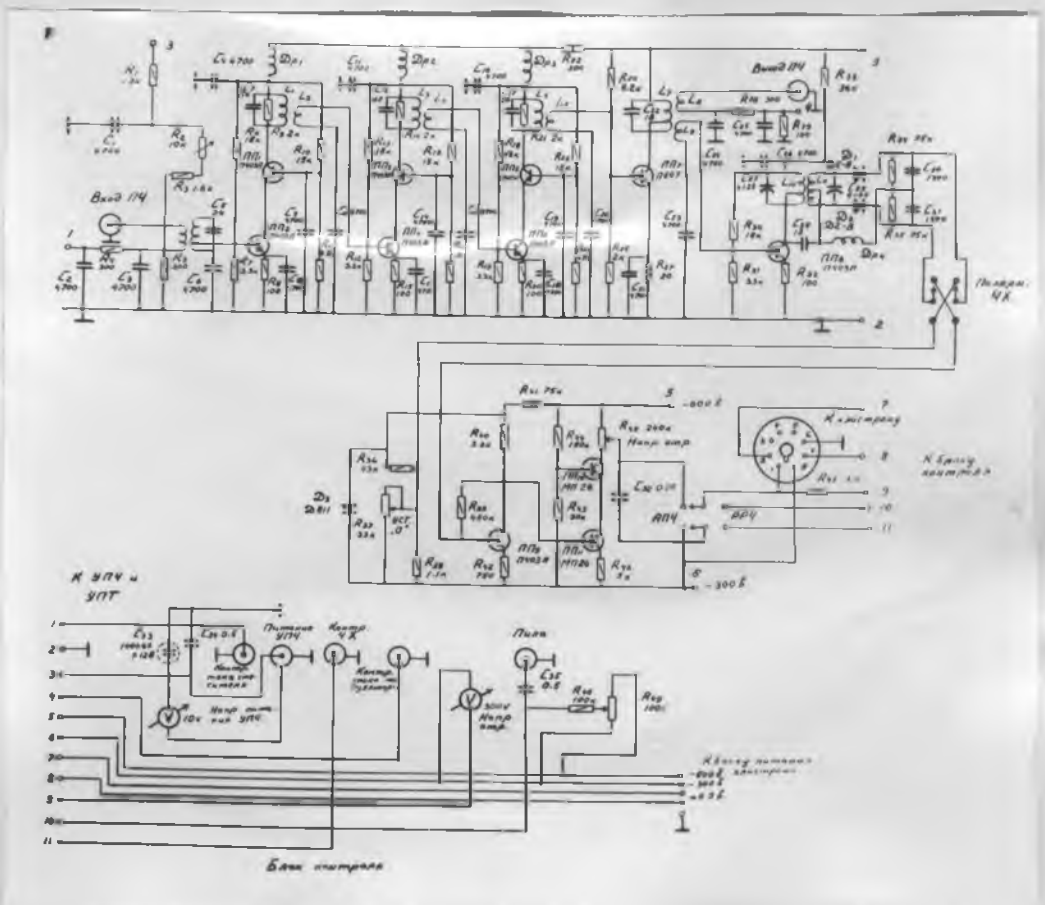


Рис. 43. Принципиальная схема УПЧ, УПТ, частотного детектора и блока контроля.

поршней в детекторных головках также зафиксировано при помощи специальных болтов. Полезный сигнал снимается после ферритового вентиля.

Коаксиалы выполнены из тонкостенных нейзильберовых трубок диаметром 8 мм, в качестве центрального провода использована тонкостенная трубка из нержавеющей стали диаметром 0,7 мм. Фиксация центрального провода осуществляется при помощи тефлоновых втулок.

Резонатор в сверхпроводящем состоянии имеет нагруженную добротность $1{,}5 \cdot 10^7$, его резонансная частота 9376 мгц. Вид колебаний H_{013}. Покрытие резонатора свинцом осуществлялось в борфтористоводородном электролите.

Усилитель промежуточной частоты, усилитель постоянного тока и частотный детектор собраны в виде отдельного блока Г-образной формы, который крепится на армотизаторах к специальному съемному диску, расположенному на днище криостата. К этому диску крепится также на специальных стойках волноводно-коаксиальный блок. Таким образом, волноводно-коаксиальный блок, усилитель промежуточной частоты, усилитель постоянного тока и частотный детектор образуют съемный блок, который может устанавливаться на том или ином криостате.

Система контроля образует отдельный выносной блок, который соединен с источником при помощи разъемов и гибкого кабеля из экранированных проводов. Питание источника осуществляется по этому же кабелю. Для питания опорного клистронного генератора использован один источник с электронной стабилизацией, питание осуществляется по схеме, которая описана ранее (Часть I, Глава 2).

Усилитель промежуточной частоты содержит 4 каскада рис.43 три из них собраны по каскодной схеме на транзисторах П403-А, а четвертый на транзисторе П607. Полоса пропускания усилителя составляет 4 мгц. Максимальное значение коэффициента усиления составляет величину ~70 дб, его регулировка осуществляется при помощи изменения питающего напряжения.

Для установки тока смещения смесительного диода предусмотрена цепь, состоящая из сопротивлений R_1, R_2 и R_3

Частотный детектор собран на транзисторе ПП8 (П403-А) по схеме с фазосдвигающим трансформатором. Расстояние между горбами частотной характеристики составляет 4 мгц.

Усилитель постоянного тока собран на трех транзисторах $ПП_9$, $ПП_{10}$ и $ПП_{11}$ (П403-А, МП26, МП26). Размах амплитуды частотной характеристики на его выходе составляет величину ~I00 в.

В блоке контроля имеются следующие контрольные гнезда, используемые при настройке и регулировке: "контроль тока модулятора", "контроль тока смесителя", "контроль частотной характеристики". Через блок контроля на источник подается также пилообразное напряжение, используемое при настройке.

На блоке контроля имеются также приборы, контролирующие напряжение отражателя и напряжение, поступающее для питания УПЧ.

§ 3. Экспериментальные результаты

Источник стабильной частоты был испытан на виброустойчивость в диапазоне частот вибраций от 50 до 2000 гц при максимальном значении g = I0. В диапазоне от 5 до 50 гц испытания

проводились при амплитуде вибраций ~ 3 мм. Частота измерялась методом биений. Сигнал от испытуемого генератора смешивался с частотой опорного генератора, выполненного также с использованием сверхпроводящего резонатора и схемы с амплитудной модуляцией сигнала опорного генератора. Нестабильность опорного генератора составляла величину $3 \cdot 10^{-9}$ за час. Разностная частота, которая составляла величину ~ 77 мгц измерялась при помощи счетчика Ч3-4. Типичная картина зависимости разностной частоты от времени показана на рис. 44. Зависимость получена при частоте вибраций $f_{\text{вибр.}} = 100$ гц значении $g = 10$. Максимальное значение относительной нестабильности испытуемого генератора во всем диапазоне вибраций при указанных значениях амплитуды вибраций составляло величину не более $9{,}6 \cdot 10^{-9}$ за час, а в режиме без вибрационных нагрузок - $6{,}6 \cdot 10^{-9}$ за час. Мощность полезного сигнала составила величину ~ 5% от мощности опорного генератора и была равна 3 мвт.

Время работы источника при единоразовой заливке гелия составляет величину ~ 14 часов при указанных амплитудах и частотах вибраций, за исключением частоты 9,5 гц, которая соответствует резонансной частоте подвеса криостата. На этой частоте время работы уменьшается в 1,2 раза. Общий вид виброустойчивого источника стабильной частоты на испытательном стенде показан на рис. 45.

Таким образом, результаты экспериментов показывают, что на базе сверхпроводящих резонаторов могут быть созданы виброустойчивые источники СВЧ диапазона с малой относительной нестабильностью частоты и удовлетворительной выходной мощностью.

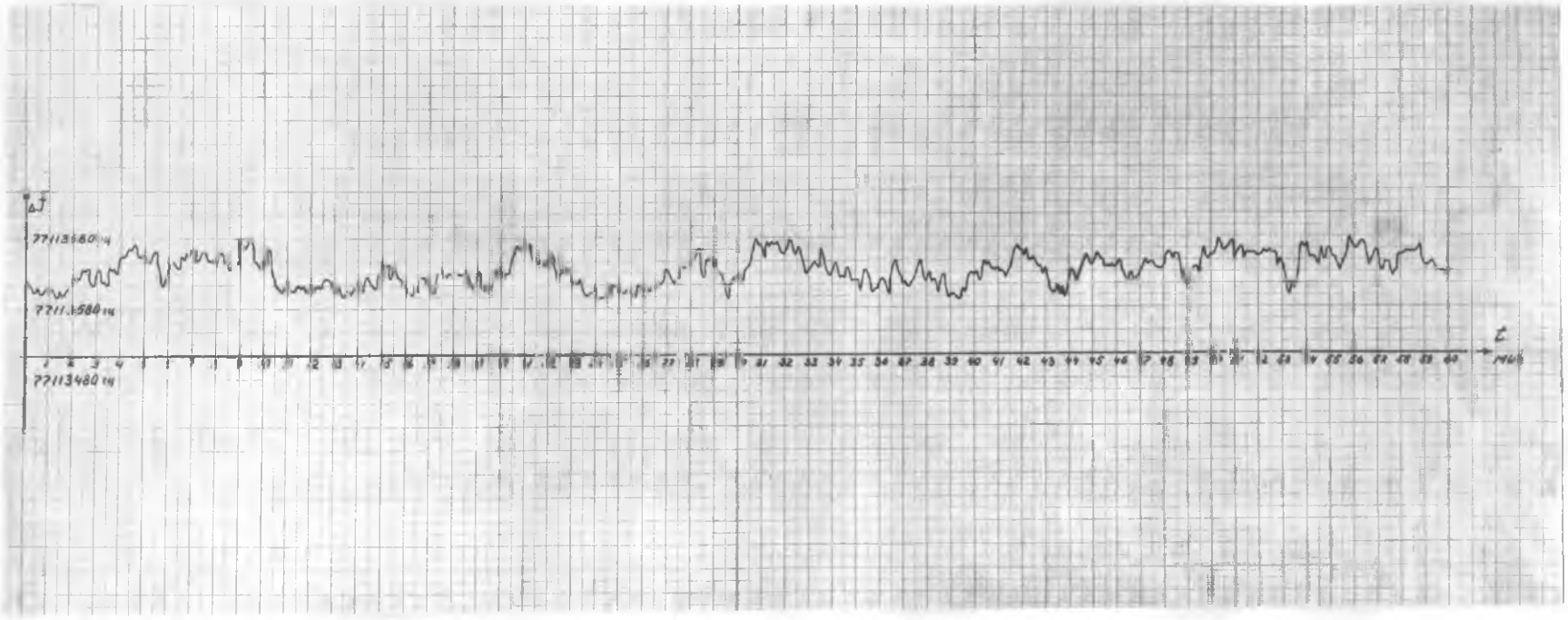


Рис. 44. Зависимость разностной частоты от времени
($f_{вибр.}$ = 100 гц, g = 10)

Рис. 45. Общий вид виброустойчивого источника стабильной частоты на испытательном стенде.

В Ы В О Д Ы

I. В работе приведены результаты теоретического и экспериментального исследования возможности повышения стабильности частоты источников СВЧ колебаний. Эксперименты проводились в 3-х сантиметровом диапазоне длин волн.

2. Проведено исследование сверхпроводящих резонаторов с целью выяснения возможности их использования для целей стабилизации частоты. Подробно описаны методы измерения их добротности, технология изготовления и конструкции. Измеренные добротности сверхпроводящих резонаторов в области 3-х сантиметрового диапазона длин волн составляют величину от нескольких миллионов до нескольких сотен миллионов.

3. Предложена и исследована схема питания отражательного клистрона от одного источника постоянного напряжения. Показано, что при этом существенно уменьшается влияние нестабильности питающего напряжения на стабильность частоты клистрона.

4. Исследован умножитель частоты, позволяющий простыми методами получать частоты кварцевой стабильности в области СВЧ диапазона. Выходная мощность полезного сигнала составляет величину порядка нескольких процентов от мощности опорного генератора.

5. Проведено исследование дискриминатора с сигналом ошибки на промежуточной частоте для систем автоматической подстройки частоты в области СВЧ диапазона. Дискриминатор отличается большой простотой в настройке и легко перестраивается с одной частоты на другую.

6. Предложен и исследован дискриминатор с сигналом ошибки на промежуточной частоте, который, в отличие от ранее используемых дискриминаторов такого типа, не требует вспомогательного модулирующего низкочастотного генератора. Дискриминатор самовозбуждается на промежуточной частоте таким образом, что информация об отклонении частоты подстраиваемого генератора от номинального значения заключена в отклонении промежуточной частоты от своего среднего значения. Дискриминатор такого типа следует считать очень перспективным.

7. Исследована система стабилизации частоты со сверхпроводящим резонатором и амплитудной модуляцией сигнала опорного генератора. Показано, что такая система обладает рядом преимуществ по сравнению с генератором на ЛБВ, в цепь обратной связи которой включён сверхпроводящий резонатор. Относительная нестабильность частоты, полученная от такой системы составляет величину не более $\pm 1{,}3\cdot10^{-9}$ за час , $\pm 4\cdot10^{-10}$ за полчаса и $\pm 1\cdot10^{-10}$ за минуту, при добротности сверхпроводящего резонатора $2\cdot10^{7}$.

8. Описана система стабилизации частоты с частотной модуляцией сигнала опорного генератора, что позволяет получить большую мощность полезного сигнала по сравнению с системой стабилизации, в которой используется амплитудная модуляция. СВЧ усилитель, используемый в системе, может работать в режиме стабилизации выходной мощности, что позволяет получать не только малую относительную нестабильность частоты, но и стабильную выходную мощность полезного сигнала.

9. Показана возможность создания на базе сверхпроводящих резонаторов виброустойчивого варианта источника с малой относительной нестабильностью частоты. Описан гелиевый

криостат для виброустойчивого источника частоты со сверхпроводящим резонатором, обеспечивающий непрерывную работу источника в течение 14 часов при ёмкости гелиевого объёма 3 л.

10. Результаты теоретических и экспериментальных исследований находятся в хорошем соответствии.

11. Из сказанного выше следует, что рассмотренные способы повышения стабильности частоты могут найти самое широкое применение в различных областях науки и техники, нуждающихся в стабильных источниках частоты СВЧ диапазона, поскольку предлагаемые методы довольно разнообразны и позволяют получать, в зависимости от желания, самые различные значения относительных нестабильностей вплоть до величины $\sim 10^{-9}$-10^{-10}.

Основные результаты диссертационной работы доложены на II Всесоюзной конференции по физике низких температур в г.Минске в 1964 году, на 14 Всесоюзной конференции по физике низких температур в г.Харькове в 1967 году, а также содержатся в работах /18,19,32,40,41,66,77,83,94,95,96/.

В заключение считаю своим приятным долгом выразить глубокую благодарность руководителю кандидату физико-математических наук В.М.Дмитриеву за его постоянное внимание и помощь при выполнении данной работы.

Я также глубоко благодарен доктору физико-математических наук Б.И.Веркину и кандидату физико-математических наук И.М.Дмитренко за постоянный интерес и внимание к работе.

Л И Т Е Р А Т У Р А

I. Ю.Б. Кобзарев, Вестник электротехники, № IO, I93I.

2. Б.К. Шембель, Стабилизация частоты радиопередающих устройств, Связьиздат, I934.

3. М.С. Нейман, ИЭСТ, № 2, I, I936 г.

4. М.С. Нейман, Стабилизация частоты в радиотехнике, Связьиздат I937.

5. Б.К. Шембель, ЖТФ, I939, т. 9, вып. 7, 566.

6. С.И. Евтянов, Радиотехника, I946, № 2, 63.

7. Я. Грошковский, Генерирование высокочастотных колебаний и стабилизация частоты, Изд. иностранной литературы, I953.

8. М.Р. Капланов, В.А. Левин, Автоматическая подстройка частоты, Госэнергоиздат, I956.

9. С.И. Бычков, Н.И. Буренин, Р.Т. Саферов, Стабилизация частоты генераторов, СВЧ, Изд. Советское радио, I962.

IO. В.Ф. Коваленко, Введение в электронику сверхвысоких частот, Изд. Советское радио, I955.

II. Отражательные клистроны, Пер. с англ. под редакц. Наумэнко, Изд. Советское радио, I954.

I2. В.Н. Стретенский, Основы применения электронных приборов сверхвысоких частот, Изд. Советское радио, I963.

I3. W.C.Brown. Electronics, I957, Aug., I64.

I4. П.А. Бакулев, Радиолокационные методы селекции движущихся целей, Оборонгиз, I958.

I5. T.A.Weil,National Convention Record,I958,part 5.

I6. П.А. Бакулев, Исследование стабильности частоты клистронных генераторов трехсантиметрового диапазона волн, МАИ, вып.83, Оборонгиз, I958.

I7. П.А. Бакулев, Радиолокация движущихся целей, Изд. Советское радио, I964.

I8. Ф.Ф. Менде, В.М. Дмитриев, Е.В. Христенко, Г.Е. Чурилов, Авторское свидетельство № 202235, Бюллетень изобретений, I967, № I9, 57.

I9. Ф.Ф. Менде, В.М. Дмитриев, Е.В. Христенко, Г.Е. Чурилов, ПТЭ, I968, № 2, I50.

20. С.А. Корнилов, Радиотехника и электроника, I966, т. XI, №II, 2080.

2I. М.Е. Жаботинский и Ю.Л. Свердлов, Основы теории и техники умножения частоты, Изд. Советское радио, I964.

22. Е.Н. Базаров, М.Е. Жаботинский, Радиотехника и электроника, I956, т. I, № I2, I292.

23. Е.Н. Базаров, М.Е. Жаботинский, Е.И. Сверчков, Радиотехника, I960, т. I5, № 2, 75.

24. С.А. Корнилов, В.А. Помятихин, Радиотехника и электроника, I959, т. IУ, № 8, I402.

25. В.А. Дианова, Н.К. Манешин, Е.Р. Мустель, В.Н. Парыгин, Радиотехника и электроника, I962 , т. УП, № 2, 348.

26. И.И. Чадович, Л.Е. Овчинников, ПТЭ, I964, № 5, I43.

27. С.И. Евтянов, М.В. Капранов, Радиотехника, I96I, т. I6. № 6, 3.

28. В.Б. Брагинский, В.А. Дианова, Е.Р. Мустель, Радиотехника и электроника, I96I, т. УI, № 7, II73.

29. А.А. Рабинович-Визель, М.Е. Герценштейн, Радиотехника и электроника, I962, т. УП, № I, I75.

30. М.З. Клюмель, ПТЭ, I957, № I, 97.

3I. Д.О. Фрейли, Электроника, I963, № 4I, I3.

32. Ф.Ф. Менде, В.М. Дмитриев, Е.В. Христенко, Г.Е. Чурилов, Перестраиваемый умножитель частоты СВЧ-диапазона с большим коэффициентом умножения, ПТЭ (в печати).

33. P.V.Pound, Rev.Sc.Inst.,I946,v.I7;No.II,490.

34. P.V.Pound,Proc. IRE,I947,v.35,No.I2.

35. Н.А. Ирисова, М.Е. Жаботинский, В.Г. Веселаго, Радиотехника, I955, т. I0, № 4, 26.

36. М. Стренберг, Радиоспектроскопия, Изд. Иностранной литературы, I956.

37. V.N.Grey,Wireless world,I956,v.62,5,2I9.

38. В.Г. Веселаго, Н.А. Ирисова, Радиотехника и электроника, I957, т. II, № 4, 484.

39. В.А. Бендерский, Б.В. Ожередьев, Радиотехника и электроника, I960, т. У, № 3, 502.

40. В.М. Дмитриев, Ф.Ф. Менде и др. Отчет по НИР "Исследование возможности создания стабильных источников СВЧ-колебаний на базе применения криогенной техники", ФТИНТ АН УССР, г. Харьков, I966-67 г.г.

4I. Ф.Ф. Менде, М.В. Дмитриев, Е.В. Христенко, Г.Е. Чурилов, ПТЭ, I967, № 3, I96.

42. Б.Х. Кривицкий, Автоматические системы радиотехнических устройств, Госэнергоиздат, I962.

43. В.А. Потапов, Измерительная техника, I964, № 6, 43.

44. G.E.Schafer,IRE trans.on instrum.,I960,v.9,No.2,2I7

45. H.London,Proc.Roy.Soc.,I940,v.AI75,522.

46. G.E.H.Reuter,E.H.Sondheimer,Proc.Roy.Soc.I948,v.AI95 336

47. A.B.Pippard,Advances in Electronics and Electron Physics,v.6(Academic Press,New York,I945).

48. A.B.Pippard,Proc.Roy.Soc.,I950,v.A203,98.

49. I.Simon,Phys.Rev.,I950,v.77,384.

50. C.I.Gorter,Progress in Low Temperature Physics (North Holland,Amsterdam,I955)cf.reference I.

5I. T.E.Faber,A.B.Pippard,Proc.Roy.Soc.I955,v.A23I,336.

52. I.Bardeen,L.N.Cooper,I.R.Schriefer,Phys.Rev.,I957, v.I08,II75.

53. M.A.Biondi,M.P.Garfunkel,Phys.Rev.,I959,v.II6,853.

54. P.B.Miller,Phys.Rev.,I960,v.II8,928.

55. W.M.Fairbank,Phys.Rev.,I949,v.76,II06-IIII.

56. E.Maxwell, P.M.Marcus, I.G.Slater, Phys.Rev., I948, v.74, I234; Phys.Rev., I949, v.76, I332-I334.

57. I.Simon, Phys.Rev., I950, v.78, 384-387.

58. М.С. Хайкин, ДАН СССР, I950, т. LXXV , № 5, 66I.

59. E.Maxwell, Adv.Cryogenic Engineering, I960, No.6, I54.

60. A.P.Banford, G.H.Stafford, Plasms Phys.J. I96I, v.3, 287.

6I. A.P.Banford, G.H.Stafford, National for reseach in nuclear science, Planet Project ReportNI.P.L.A.Group, Rutherford High Energy Laboratory, Harwell, Didcot, Berkshire, May, I96I.

62. L.Rinderer, I.Rüfenacht, A.Susini, Phys.Letters, I962, 2, 3

63. I.Rüfenacht, L.Rinderer, Proc.of the 8th int.conf.on Low temperatume Physics, London, September, I962, 326-7.

64. W.M.Fairbank, J.M.Pierce, P.B.Wilson, Proc.of the 8th int. conf.on Low temperature Physics, London, September, I962, 324-325.

65. P.B.Wilson, H.A.Schwettman, W.M.Fairbank, International Conf.on High Energy Accelerators, Dubna, Aug., I963, 2I-27.

66. Б.И. Веркин, И.М. Дмитренко, В.М. Дмитриев, Г.Е. Чурилов, Ф.Ф. Менде, ЖТФ, I964, т. XXXIУ, 9, I709.

67. E.Maxwell, Progr. Cryogenics, I964, v.4, I23-I58.

68. И.С. Сидоренко, Е.И. Ревуцкий, ЖТФ, I965, т. XXXУ, 4, 748.

69. P.B.Wilson, H.A.Schwettman, IEEE Trans.Nucl.Sci. I965, v.I2, 3, I045-I052.

70. H.A.Schwettman, P.B.Wilson, J.M.Pierce, W.M.Fairbank, Internat.Adv.Croyg.Engn., v.I0, Sec.M-U, New York, .Plenum Press, I965, 88-97.

7I. P.B.Wilson, IEEE Trans, Nucl.Sci., I965, v.I2, No.3, I045.

72. A.P.Banford, Internat.Adv.Cryog.Engn., v.I0, Sec.M-U, New York, Plenum Press, I965, 80-86.

73. A.Septier, L'onde electr., I965, v.45, No.460-46I, 932-945.

74. D.Grisson, IEEE Intern.Convent.Rec., I966, v.I4, No.9, 99

75. J.P.Turneaure, Schwettman Труды ЛТ-10, Москва, сентябрь, 1966.

76. И.И. Бродуленко, М.Б. Галант, Ю.В. Дедик, З.Ф. Каплун и Т.И. Калугина, Авторское свидетельство № 198424, Бюллетень изобретений, 1967, № 14, 40.

77. Е.В. Христенко, В.М. Дмитриев, Ф.Ф. Менде, Г.Е. Чурилов, ЖТФ, 1967, т. XXXУП, 10, 1852.

78. Е.И. Куликов, Измерительная техника, 1959, № 6, 55.

79. К.П. Иваницкий, А.Н. Лукьянов, Н.И. Иткин, Авторское свидетельство № 173810, Бюллетень изобретений, 1965, № 16, 45.

80. К.П. Иваницкий, Н.И. Иткин, А.Н. Лукьянов, Авторское свидетельство № 176961, Бюллетень изобретений, 1965, № 24, 37.

81. J.B.Setchfield, British Communications Electronics, 1963, v.10, No.7, 543.

82. J.K.Chamberlain, Electron.Engn., 1966, v.38, No.463, 579.

83. Ф.Ф. Менде, В.М. Дмитриев, Е.В. Христенко, Г.Е. Чурилов, Измерение добротности сверхпроводящих резонаторов, ПТЭ, 196 (в печати).

84. В.А. Ильин, Лужение и свинцевание, Машгиз, 1961.

85. А.М. Ямпольский, В.А. Ильин, Краткий справочник гальванотехники, Машгиз, 1962.

86. Г.К. Уайт, Экспериментальная техника в физике низких температур, Физматгиз, 1961.

87. Л.С. Гуткин, Преобразование сверхвысоких частот и детектирование, Госэнергоиздат, 1953.

88. И.С. Гоноровский, Основы радиотехники, Связьиздат, 1957.

89. Э.Л. Гинзтон, Измерения на сантиметровых волнах. Изд. иностранной литературы, 1960.

90. А.Д. Артым, Теория и методы частотной модуляции, Госэнергоиздат, 1961.

91. М.С. Хайкин, ПТЭ, 1961, № 3, 104.

92. A.Septier, Le vide, 1965, No.119, 328-342.

93. Nguyen Tuong Viet, C.R.Ac.Sc, V., 258, 4218.

94. Ф.Ф. Менде, В.М. Дмитриев, Е.В. Христенко, Ю.М. Бородавко, Авторское свидетельство № 189029, Бюллетень изобретений, 1966, № 23, 36.

95. Ф.Ф. Менде, В.М. Дмитриев, Е.В. Хритенко, Г.Е. Чурилов, ПТЭ, 1967, № 3, 102.

96. Ф.Ф. Менде, В.М. Дмитриев, Е.В. Христенко, Г.Е. Чурилов, Генератор СВЧ. Авторское свидетельство по заявке 1165896/26 Решение о выдаче авторского свидетельства от 2 февраля 1968 года.